

ISSN 1684–8853

ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

2(57)/2012

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Учредитель

ОАО «Издательство «Политехника»»

Главный редактор

М. Б. Сергеев,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Зам. главного редактора

Г. Ф. Мощенко

Ответственный секретарь

О. В. Муравцова

Редакционный совет:

Председатель А. А. Оводенко,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. Н. Васильев,
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. Н. Козлов,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Б. Мейер,
д-р техн. наук, проф., Цюрих, Швейцария

Ю. Ф. Подоплекин,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. В. Симаков,
д-р техн. наук, проф., Москва, РФ

Л. Фортуна,
д-р наук, проф., Катания, Италия

А. Л. Фрадков,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Л. И. Чубраева,
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Ю. И. Шокин,
акад. РАН, д-р физ.-мат. наук, проф., Новосибирск, РФ

Р. М. Юсупов,
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Редакционная коллегия:

В. Г. Анисимов,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Б. П. Безручко,
д-р физ.-мат. наук, проф., Саратов, РФ

Н. Блаунштейн,
д-р физ.-мат. наук, проф., Беэр-Шева, Израиль

А. Н. Дудин,
д-р физ.-мат. наук, проф., Минск, Беларусь

А. И. Зейфман,
д-р физ.-мат. наук, проф., Вологда, РФ

Е. А. Крук,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. Ф. Мелехин,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

А. В. Смирнов,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. И. Хименко,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

А. А. Шальто,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

А. П. Шепета,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

З. М. Юлдашев,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Редактор: А. Г. Ларионова

Корректор: Т. В. Звертановская

Дизайн: С. В. Барашкова, М. Л. Черненко

Компьютерная верстка: С. В. Барашкова

Адрес редакции: 190000, Санкт-Петербург,
Б. Морская ул., д. 67, ГУАП, РИЦ

Тел.: (812) 494-70-02

E-mail: 80x@mail.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 каталогу «Роспечать»:
№ 48060 — годовой индекс, № 15385 — полугодовой индекс.

© Коллектив авторов, 2012

ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ

Паламарь И. Н., Сизов П. В. Временная оптимизация алгоритма сегментации в системе анализа изображений на основе метода выращивания областей 2

Маньков И. В. Оценка эффективности аэрофотосъемочного оборудования в реализации задач мониторинга сельскохозяйственных земель 13

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Максименко С. Л., Мелехин В. Ф., Филиппов А. С. Анализ проблемы построения радиационно-стойких информационно-управляющих систем 18

Крук А. Е., Осипов Л. А. Синтез непрерывных нелинейных систем управления при случайных воздействиях 26

ПРОГРАММНЫЕ И АППАРАТНЫЕ СРЕДСТВА

Ицыксон В. М. Автоматизация реинжиниринга программного обеспечения при портировании на новые библиотеки с помощью частичных спецификаций 31

КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ

Таубин Ф. А., Чуйков А. В. Анализ качества передачи потокового видео в беспроводных ad-hoc-сетях 39

ИНФОРМАЦИОННЫЕ КАНАЛЫ И СРЕДЫ

Марковский С. Г., Марковская Н. В. Разрешение конфликтов в системах радиочастотной идентификации с использованием идентификаторов меток и процедуры последовательной компенсации конфликтных сигналов 48

Пустовалов Е. В. Итеративный эквалайзер в частотной области с адаптивной оценкой канала 57

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Борисов Е. Г., Турнецкий Л. С. Комплексование координатной информации в бортовой многодатчиковой системе наблюдения 67

Лоскутов А. И., Вечеркин В. Б., Шестопалова О. Л. Автоматизация контроля состояния сложных технических систем на основе использования конечно-автоматной модели и нейросетевых структур 74

УПРАВЛЕНИЕ В МЕДИЦИНЕ И БИОЛОГИИ

Тихонов Э. П. Разладка, гомеостазис, измерение в рамках компенсационного принципа равновесия в динамических системах. Часть 1: Общий анализ 82

УПРАВЛЕНИЕ В СОЦИАЛЬНО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Карин С. А. Интеграция в едином информационном пространстве разнородных геопространственных данных 89

ХРОНИКА И ИНФОРМАЦИЯ

Васильев Владимир Николаевич 95
Оводенко Анатолий Аркадьевич 96

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

97

АННОТАЦИИ

101

ЛР № 010292 от 18.08.98.
Сдано в набор 01.03.12. Подписано в печать 12.04.12. Формат 60×84/16.
Бумага офсетная. Гарнитура SchoolBookC. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 12,1. Уч.-изд. л. 15,2. Тираж 1000 экз. Заказ 161.
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 004.932

ВРЕМЕННАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА СЕГМЕНТАЦИИ В СИСТЕМЕ АНАЛИЗА ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ВЫРАЩИВАНИЯ ОБЛАСТЕЙ

И. Н. Паламарь,

канд. техн. наук, профессор

П. В. Сизов,

аспирант

Рыбинский государственный авиационный технический университет имени П. А. Соловьева

Поставлена задача оптимизации временных затрат для системы анализа изображений. Разработан оптимизированный алгоритм реализации метода сегментации на основе выращивания областей. Приведены теоретические оценки временной сложности процессов для оригинального и оптимизированного алгоритмов. Аналитически и статистически доказана эффективность предложенного алгоритма.

Ключевые слова — сегментация изображений, временная оптимизация, выращивание областей, система анализа изображений.

Введение

Сегментация есть выделение на исходном цифровом растровом изображении однородных по какому-либо признаку областей (сегментов). Сегментация является критической операцией в составе систем анализа изображений (САИ) при качественной смене представления изображения, эффективность которой оказывает ключевое воздействие на результаты всего процесса анализа.

Процесс обработки изображения может удовлетворять различным целевым критериям в зависимости от поставленных задач:

— сегментация как первичная обработка изображения, позволяющая снизить информационную избыточность данных при последующем анализе;

— сегментация как результат анализа, при котором выявляется полное соответствие выделенных сегментов некоторым представленным на изображении объектам-прототипам реального мира в контексте решаемой задачи анализа (семантическая сегментация).

Системы анализа изображений применяются во многих научно-технических и производственных отраслях, где требуется оптимизация затрат труда человека за счет введения автоматической обработки изображений. Например, в металло-

графии САИ применяются в целях количественного анализа структур сплавов. Изображения таких структур отличаются большой неоднородностью яркости и цвета образов выделяемых объектов, а также их сложной структурой и формой, которые не могут быть проанализированы широко распространенными методами пороговой обработки [1, 2]. Следовательно, актуальным в данной области является применение современных методов сегментации, использующих информацию о связности пикселей.

Метод сегментации на основе выращивания областей, использующий информацию о связности пикселей в своем классическом описании [3], и основанные на нем другие алгоритмы [4–6] являются одними из наиболее перспективных в исследованиях и технических реализациях. Это связано с тем, что они имеют открытую к расширению нелинейную интегрированную структуру с обратными связями, предоставляющую широкие возможности по использованию разнородной информации в рамках динамического процесса [7]. Однако существенным их недостатком является высокая вычислительная сложность, что ограничивает диапазон возможных приложений данных алгоритмов. При этом в задачах сегментации наибольшей значимостью обладает временная сложность алгоритмов [8, 9], хотя в от-

дельных случаях важна пространственная сложность [10].

Проблема снижения временных затрат в процессе сегментации изображений может быть решена за счет уменьшения размера задачи при помощи введения схем интеллектуальной предварительной обработки изображения [11], что обуславливает зависимость данного оптимизационного решения от условий конкретной прикладной задачи и используемой системы машинного зрения. Другим способом решения проблемы снижения временных затрат является оптимизация алгоритмов сегментации по критерию времени обработки изображений [8, 9, 12].

Основным параметром задач анализа изображений, от которого зависит время работы алгоритмов, является количество пикселей изображения (размер задачи). В работе [8] определены временные затраты для сегментации изображений различных размеров, но не проведен анализ временной сложности алгоритма с получением оценки порядка роста времени его работы, важной с точки зрения более глубокого исследования проблемы. В работах [9, 12] временная оптимизация алгоритмов достигается за счет использования схем приближенных вычислений и, как следствие, нежелательного снижения точности сегментации.

Для достижения цели временной оптимизации алгоритма сегментации в САИ необходимо решить задачи:

- рассмотрения возможностей снижения временных затрат для САИ, использующей метод сегментации на основе выращивания областей [3, 7];
- оптимизации алгоритма реализации метода выращивания областей по критерию временной сложности при условии запрета на введение схем приближенных вычислений;
- аналитического и статистического вычисления временной сложности исследуемых алгоритмов с получением асимптотических оценок порядка роста временных затрат при решении задачи сегментации.

Аналитическое рассмотрение возможностей оптимизации САИ

Большинство САИ, используемых для задач, не требующих выполнения распознавания объектов сцены, можно описать обобщенной функциональной схемой процесса последовательной обработки изображений (рис. 1).

С целью установить предпочтительное направление оптимизации представленной САИ проведем измерение времени выполнения выделенных блоков — процессов.



■ Рис. 1. Схема системы анализа изображений

Определим следующую методику экспериментального исследования времени работы алгоритмов. В качестве объекта исследования используем стандартный тестовый набор изображений Berkeley Segmentation Dataset (BSDS500, разработка группы компьютерного зрения UC Berkeley) [13]. На вход системы анализа подадим изображение 128035.jpg из данного набора. Для получения каждого значения времени выполнения \bar{T} произведем 10 замеров, после чего усредним результаты, рассчитаем среднеквадратическое отклонение σ и коэффициент вариации δ .

В эксперименте используем программную реализацию САИ, основанную на методе сегментации, посредством выращивания и слияния областей [3, 7, 14, 15]. В данной САИ сегментация производится по глобальному правилу, т. е. на каждом шаге работы алгоритма выращивания объединяются те сегменты и пиксели изображения, расстояние (значение функции гетерогенности) между которыми минимально на всем пространстве сегментируемой сцены [4]. Результаты измерений, полученные при неизменных стандартных значениях параметров сегментации, представлены в табл. 1.

■ Таблица 1. Продолжительность выполнения процессов в САИ

Замеряемая величина	Исследуемый процесс				
	Входные преобразования данных изображения	Восстановление, улучшение изображения	Сегментация изображения	Расчет характеристик объектов	Выходные преобразования данных анализа
\bar{T} , с	0,762	2,595	933,684	0,185	1,003
σ , с	0,032	0,059	16,492	0,002	0,453
δ	0,042	0,023	0,018	0,011	0,452



■ Рис. 2. Схема системы сегментации изображений

Выполнение процесса сегментации изображения требует наибольшего времени, поэтому именно его оптимизация должна принести наибольшее снижение временных затрат для всей системы анализа.

Рассмотрим далее состав и структуру системы процесса сегментации (рис. 2).

Процесс перевода исходного изображения в модель представления системы сегментации выполняет различные преобразования (расчет текстурной информации, вычисление градиентного изображения, смену цветовой модели и др.), подготавливающие данные для последующей сегментации. Процедура определения центров кристаллизации совершает расстановку пикселей — элементарных сегментов, из которых на следующем этапе сегментации осуществляется выращивание областей. Блок выращивания областей производит начальное избыточное разделение изображения на сегменты. На этапе слияния областей сегменты начального разделения пошагово укрупняются за счет своих соседей до достижения полного объединения всех сегментов. Завершает сегментацию блок определения оптимального шага останковки слияний и возврата к вычисленному состоянию.

■ Таблица 2. Продолжительность выполнения процессов в системе сегментации

Замеряемая величина	Исследуемый процесс				
	Перевод исходного изображения в модель представления системы сегментации	Определение центров кристаллизации	Выращивание областей	Слияние областей	Определение и возврат к оптимальному состоянию процесса слияний
\bar{T} , с	3,944	1,183	926,188	2,369	0,000003
σ , с	0,087	0,07	16,287	0,048	0,0000001
δ	0,022	0,059	0,018	0,02	0,033

Результаты оценки времени работы выделенных процессов в соответствии с описанной методикой эксперимента приведены в табл. 2.

Из эксперимента следует, что процесс выращивания областей требует наибольших временных затрат, поэтому в первую очередь необходимо исследовать возможности оптимизации алгоритма выращивания областей.

Исследование классического алгоритма реализации метода выращивания областей

Процедура выращивания областей [3] подразумевает последовательный рост областей (сегментов) за счет пикселей на границе сегмента, на каждом шаге которого вычисляется функция гетерогенности (расстояния в выбранном пространстве признаков) для каждой пары «сегмент — граничный пиксель» на всем пространстве сцены сегментации. При этом идет поиск оптимальной пары, для которой функция гетерогенности принимает минимальное значение. Далее выполняется приращение найденного граничного пикселя к найденному сегменту и изменение дескрипторов увеличившегося сегмента.

Описанный итерационный процесс (рис. 3) продолжается до тех пор, пока выращиваемые сегменты полностью не заполняют все изображение.

Выполним теоретическую оценку временной сложности данного алгоритма.

Пусть для сегментации используется изображение I с шириной w и высотой h , количество пикселей изображения (размер задачи сегментации) $n = wh$. Тогда число итераций QA внешнего цикла выращивания (количество приращений пикселей, см. рис. 3, блок 12) можно точно определить как

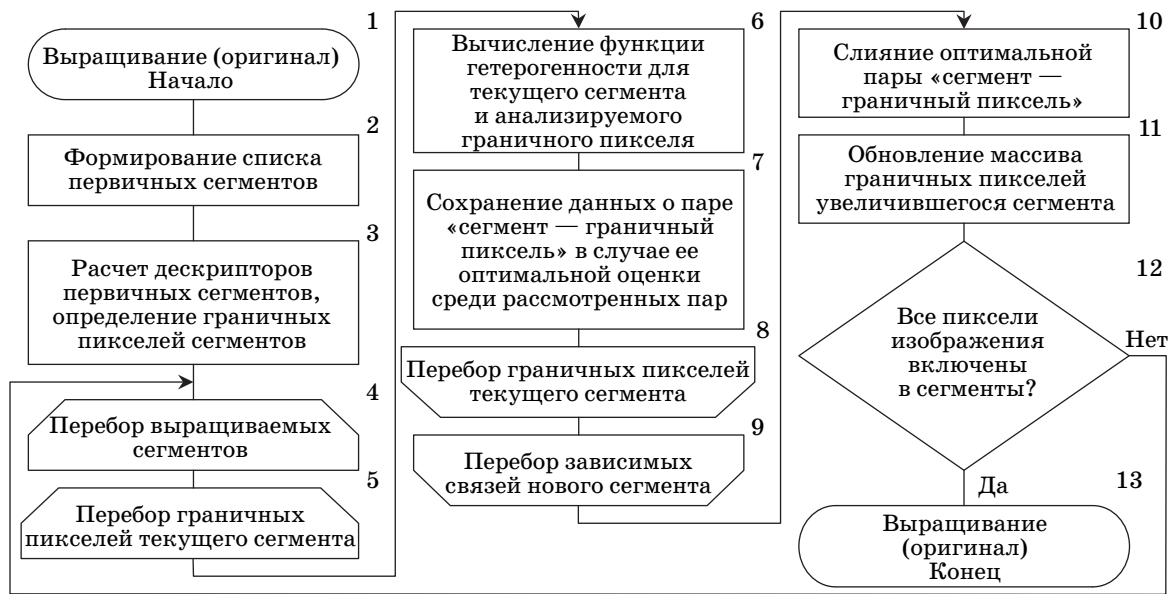
$$QA = n - m, \quad (1)$$

где m — количество заданных центров кристаллизации.

Введем выражение для определения коэффициента заполнения изображения центрами кристаллизации

$$SR = \frac{m}{n}. \quad (2)$$

В последовательности операций, требуемых для приращения одного из пикселей к одному из сегментов (внешний цикл), наибольшую вычислительную сложность представляет двойной внутренний цикл перебора всех граничных пикселей всех сегментов (см. рис. 3, блоки 4–9). Замер времени работы алгоритма без выполнения данного цикла и сравнение его с заме-



■ Рис. 3. Схема оригинального алгоритма выращивания областей

рами полной версии показали, что отношение времени выполнения цикла поиска оптимальной пары к продолжительности всех остальных операций алгоритма находится в диапазоне $33/1 \div 144/1$ (при сегментации изображения 128035.jpg [13] с размерами 30–150 тыс. пикселей). Во внутреннем цикле выполняется операция вычисления функции гетерогенности (см. рис. 3, блок 6). Количество вызовов $QD(n)$ данной функции определить точно для общего случая не представляется возможным, так как, очевидно, данная величина будет зависеть от содержания сегментируемого изображения I и начальных условий сегментации. Заранее известно лишь то, что количество вызовов $QD(n)$ функции гетерогенности для рассматриваемого алгоритма равно количеству итераций $QP(n)$ двойного цикла перебора пар «сегмент — граничный пиксель».

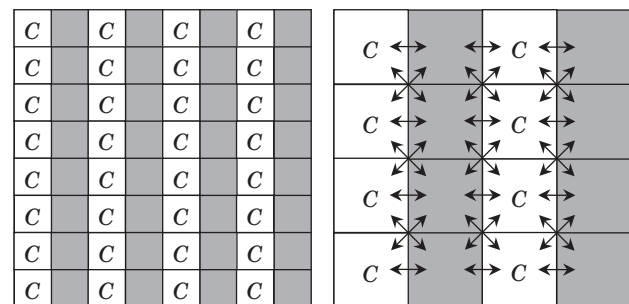
В целях приблизительной оценки порядка функции $QP(n)$ рассчитаем пределы ее изменения для отдельных итераций выращивания (QP^M) при условии $n = \text{const}$. Из логики процесса выращивания следует, что величина QP^M на ранних шагах внешнего цикла имеет малые значения, после чего начинает расти и спадает до нуля при завершении процесса, на последнем шаге которого получим минимальное значение $QP_{\min}^M = 1$. Данная зависимость подтверждается типичным графиком (рис. 4), полученным из эксперимента.

Максимальное значение величина QP^M примет на первом шаге выращивания в случае начальной конфигурации с расстановкой центров кристаллизации сплошными столбцами через один (рис. 5, слева) либо сплошными строками



■ Рис. 4. Типичная зависимость количества обрабатываемых пар «сегмент — граничный пиксель» QP^M в процессе выращивания областей

через одну. Тогда приблизительно половина пикселей изображения еще до выращивания будет являться составляющими сегментов. Оценка возможных схем расстановки центров кристаллизации



■ Рис. 5. Модель растрового изображения с максимально плотной расстановкой центров кристаллизации ($SR = 0,5$) (слева); расположение пар «сегмент — граничный пиксель» для максимально плотной расстановки центров кристаллизации (справа)

ции показала, что при данной схеме расстановки и условии 8-связности пикселей достигается максимальное количество одновременно существующих пар «сегмент — граничный пиксель», поэтому назовем данную схему расстановки максимально плотной.

Использование данной расстановки обуславливает монотонно убывающий характер зависимости количества анализируемых пар «сегмент — граничный пиксель» QP^M в процессе выращивания областей (рис. 6).

Из условия максимально плотной расстановки центров кристаллизации следует, что их количество $m_{\max} = \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor$, тогда количество итераций процесса выращивания по формуле (1)

$$QA = n - \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor. \quad (3)$$

Также нам необходимо связать максимальное количество пар «сегмент — граничный пиксель» QP_{\max}^M , действительное для максимально плотной расстановки центров кристаллизации, с размером всего изображения wh . Из рис. 5, справа и других подобных расстановок с различными значениями ширины w и высоты h раstra можно вывести следующее соотношение:

$$QP_{\max}^M = h(w-1) + 2(h-1)(w-1) = 3hw - (3h+2w) + 2 \approx 3n - 5\sqrt{n}. \quad (4)$$

На последнем шаге данного вывода было сделано допущение $h = w = \sqrt{n}$, упрощающее дальнейшую приближительную оценку вычислительной сложности алгоритма.

Определим среднее количество анализируемых пар «сегмент — граничный пиксель» для одной итерации внешнего цикла выращивания:

$$QP_{\text{avg}}^M = \frac{QP_{\max}^M - QP_{\min}^M}{2} = \frac{3n - 5\sqrt{n}}{2}. \quad (5)$$



■ Рис. 6. Зависимость количества обрабатываемых пар «сегмент — граничный пиксель» QP^M в процессе выращивания областей при максимально плотной расстановке центров кристаллизации

Тогда можно сделать приближительную оценку общего числа вычислений функции гетерогенности

$$QD(n) = QP(n) = QA \cdot QP_{\text{avg}}^M = \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor \left(\frac{3n - 5\sqrt{n}}{2} \right) \approx \frac{3n^2 - 5n\sqrt{n}}{4}. \quad (6)$$

Рассмотрим еще один пример с другой конфигурацией начальных условий сегментации, требующей, напротив, минимального количества вычислений. Минимальное количество итераций выращивания достигается при построчном заполнении изображения единственным сегментом. Для этого должны быть выполнены два условия: изображение должно иметь равномерную яркость; единственный центр кристаллизации должен быть установлен в одной из угловых точек изображения (рис. 7).

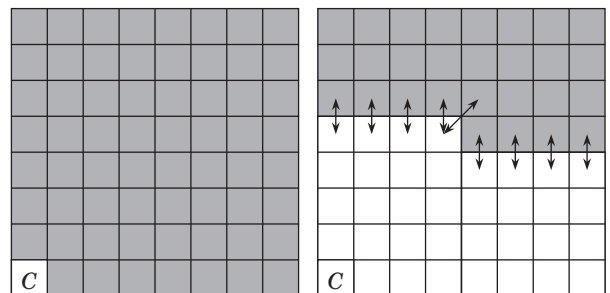
Для данного примера (минимально плотной расстановки) на каждом шаге выращивания количество анализируемых пар «сегмент — граничный пиксель» $QP^M \approx \sqrt{n}$. Количество итераций процесса выращивания по формуле (1) $QA = n - 1$. Тогда приближительная оценка величины $QD(n)$ для минимально плотной расстановки центров кристаллизации будет выглядеть как

$$QD(n) = QP(n) = QA \cdot QP^M = (n-1)\sqrt{n} \approx n\sqrt{n}. \quad (7)$$

В результате теоретического анализа оригинального алгоритма выращивания областей получено, что количество вызовов функции гетерогенности $QD(n)$, равно как и общее число итераций цикла анализа пар «сегмент — граничный пиксель» $QP(n)$ в нем, имеют следующие асимптотические оценки временной сложности:

$$QD(n) = QP(n) \in O(n^2);$$

$$QD(n) = QP(n) \in \Omega(n^{1,5}). \quad (8)$$



■ Рис. 7. Модель растрового изображения с единственным центром кристаллизации (минимально плотная расстановка, $SR = 1/n$) (слева); состояние сегментации на k -м шаге процесса (справа)

Оптимизация алгоритма реализации метода выращивания областей

В качестве модельной рассмотрим ситуацию процесса присоединения пикселя p к сегменту s_2 с центром кристаллизации c_2 (рис. 8). Пиксель p , являющийся граничным для двух сегментов s_1 и s_2 , образует две пары «сегмент — граничный пиксель» на основе связей l_1 и l_2 , значения функции гетерогенности для которых равны $|l_1|$ и $|l_2|$ соответственно.

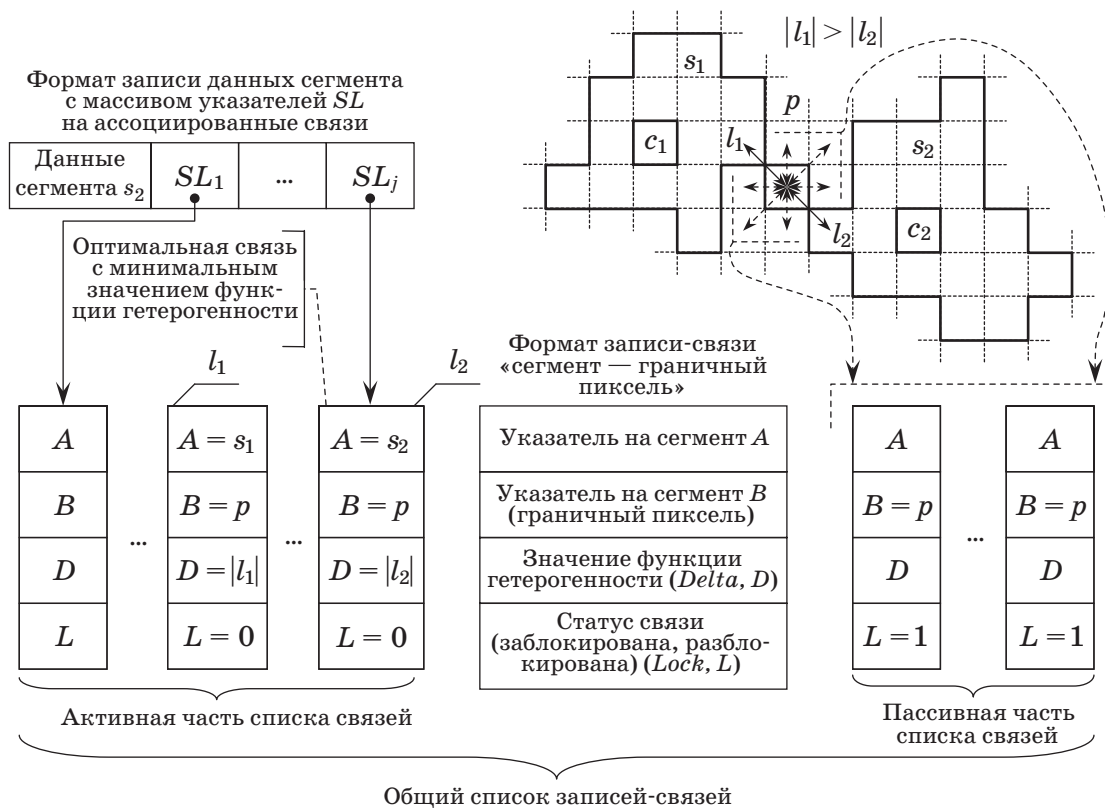
Исследуя оригинальный алгоритм выращивания областей (см. рис. 3), можно заметить, что он обладает явной избыточностью вычислений. На каждом шаге выращивания происходит перебор и анализ всех пар «сегмент — граничный пиксель», хотя с момента прошлой итерации значения функции гетерогенности изменились только для пар, связанных с увеличившимся сегментом, дескрипторы которого были пересчитаны на прошлой итерации.

Пересчет пар «сегмент — граничный пиксель» с одновременной проверкой их оптимальности проходит в оригинальном алгоритме посредством перебора всех сегментов и постоянного переопределения пикселей, лежащих на их границах. В целях оптимизации данного процесса введем формализацию данных обо всех парах

«сегмент — граничный пиксель» в виде записей-связей, хранящихся в общем списке (см. рис. 8), а также перейдем к представлению граничного пикселя в виде элементарного сегмента минимальной площади.

Из условия введенной формализации следует, что все связи должны быть сформированы при подготовке данных процесса сегментации. На каждой отдельной итерации процесса выращивания будет производиться обновление (пересчет функции гетерогенности, значение *Delta*) только для связей, ассоциированных с объединяемыми в данный момент сегментом A и сегментом B (граничным пикселем), что приведет к существенному снижению количества повторных вычислений функции гетерогенности. После приращивания граничного пикселя к сегменту их связь удаляется из общего списка.

Реализация метода выращивания областей посредством введенной модели данных должна иметь возможность временного исключения из рассмотрения связей, в которых не задействован ни один из центров кристаллизации. При соприкосновении двух областей, растущих из своих центров кристаллизации, связь между ними также будет выводиться из рассмотрения, так как объединение данных сегментов запрещено. В целях реализации описанных действий введем ме-



■ Рис. 8. Схема формализации данных процесса выращивания областей

ханизм блокировки связей, изменяющий статус активности связи *Lock*. Кроме того, механизм блокировки позволяет вводить дополнительные ограничения на слияние определенных областей. Формат данных записи-связи для пары «сегмент — граничный пиксель» показан на рис. 8.

В целях сокращения временных затрат при поиске оптимальной пары «сегмент — граничный пиксель» следует разделить общий список записей-связей на две части (см. рис. 8):

- активную, содержащую разблокированные (активные) связи (l_1 и l_2);

- пассивную, состоящую из заблокированных (пассивных) связей, временно не участвующих в процессе сегментации (отмеченные пунктиром связи пикселя p с соседними пикселями, не входящими в сегменты с центрами кристаллизации).

Для первичного разделения списка на активную и пассивную части необходимо в начале сегментации провести соответствующую сортировку (*L*-сортировку) сформированного списка связей. В процессе сегментации разделение реализуется перемещением обновленных связей из одной части списка в другую в соответствии с их состоянием.

Необходимым условием обновления зависимых связей является наличие у сегментов собственных списков связей (массивов указателей на записи-связи). Формат записи данных сегмента с массивом указателей *SL* на ассоциированные связи представлен на рис. 8.

Для определения оптимальной связи на каждом шаге выращивания необходимо проводить поиск записи-связи с минимальным значением функции гетерогенности в активной части списка связей (в приведенном примере связь l_2 является оптимальной).

В момент слияния двух сегментов их списки связей должны объединяться и переходить к результирующему сегменту. При сопутствующем пересчете зависимых связей указатели на сегменты-предки должны заменяться указателем на новый сегмент. Анализ данного процесса показывает, что замена указателей в списке связей нового сегмента часто будет приводить к образованию записей-дубликатов. Данный процесс недопустим, так как является причиной возможных ошибочных попыток повторного объединения сегментов и увеличивает общие временные затраты. Следовательно, при объединении списков связей и их обновлении необходимо выполнять поиск и удаление записи-дубликата в результирующем списке зависимых связей, а именно в той его части, которая получена от другого сегмента-предка.

Процесс выращивания должен продолжаться до тех пор, пока в активной части списка связей присутствуют записи-связи. Формализуем описанный алгоритм в виде схемы (рис. 9).

Основным объектом анализа, как и в предыдущем случае, станет основной цикл выращивания (блоки 4–12).



■ Рис. 9. Схема оптимизированного алгоритма выращивания областей

Очевидно, что количество итераций QA внешнего цикла выращивания (1) для нового алгоритма осталось неизменным, так как процесс выращивания состоит в строго последовательном увеличении областей по одному пикселю. Также остается неизменной оценка количества анализируемых пар «сегмент — граничный пиксель» $QP(n)$ (4)–(8). Однако равенство $QP(n) = QD(n)$ здесь нарушается, так как в процессе анализа пар «сегмент — граничный пиксель» (активных записей-связей; см. рис. 9, блок 4) происходит лишь поиск оптимальной записи-связи, но не пересчет записей с вычислением значений функции гетерогенности. Поэтому отдельно рассчитаем теоретическую оценку количества вычислений $QD(n)$ функции гетерогенности.

В оптимизированном алгоритме вычисление функции гетерогенности (см. рис. 9, блок 9) на каждом шаге выращивания производится только для связей, ассоциированных с последним выросшим сегментом. Следовательно, по сравнению с предыдущим расчетом количество вызовов функции гетерогенности уменьшится пропорционально числу активных сегментов. Число активных сегментов задается в самом начале процесса сегментации количеством центров кристаллизации m . Тогда для максимально плотной расстановки центров кристаллизации получим

$$QD_{\max}^M = \frac{3n - 5\sqrt{n}}{m} = \frac{3n - 5\sqrt{n}}{n/2} = \frac{6\sqrt{n} - 10}{\sqrt{n}} \approx 6; \quad (9)$$

$$QD_{\text{avg}}^M = \frac{QD_{\max}^M}{2} = 3 - \frac{5}{\sqrt{n}} \approx 3; \quad (10)$$

$$QD(n) = QA \cdot QD_{\text{avg}}^M = \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor \left(3 - \frac{5}{\sqrt{n}} \right) \approx \frac{3n - 5\sqrt{n}}{2}. \quad (11)$$

Можно заметить, что среднее количество связей одного сегмента в начале сегментации при максимально плотной расстановке по рис. 5, справа, как и по формуле (9), равно 6.

Для случая минимально плотной расстановки (см. рис. 7) оценка $QD(n)$ по формуле (7) имеет силу и для оптимизированного алгоритма, так как количество сегментов в данном случае равно 1.

Запишем асимптотические оценки временной сложности задачи вычисления функции гетерогенности $QD(n)$ в зависимости от различных расстановок центров кристаллизации для нового алгоритма:

$$\begin{aligned} QD(n) &\in O(n^{1.5}); \\ QD(n) &\in \Omega(n^1). \end{aligned} \quad (12)$$

Таким образом, аналитическая оценка временной сложности алгоритма показала, что в результате оптимизации алгоритма выращивания

областей удалось существенно (на $n^{0.5}$) снизить количество вычислений $QD(n)$ функции гетерогенности. Кроме того, максимальное снижение временной сложности (на n^1) достигнуто для начальных конфигураций сегментации с высокими значениями степени заполнения центрами кристаллизации SR , при которых значительно возрастает размер задачи сегментации и, следовательно, увеличивается эффект от проведенной оптимизации.

В оптимизированном алгоритме выращивания (см. рис. 9) присутствуют процессы и структуры управления, аналогов которым нет в оригинальном алгоритме (см. рис. 3), что делает невозможным комплексное сравнение обеих версий на основе теоретических оценок временной сложности.

Экспериментальное исследование алгоритмов выращивания областей

Тестовый набор BSDS500 [13] состоит из множества разнообразных реальных изображений, имеющих единый размер ($w = 481$ пиксель, $h = 321$ пиксель, $n = 154\,401$ пиксель). В контексте задачи сравнения скорости работы алгоритмов важна относительная, но не абсолютная оценка времени выполнения. Следовательно, содержание обрабатываемых изображений не имеет существенного значения, и можно ограничиться одним реальным изображением из тестового набора — 128035.jpg (рис. 10, слева). Однако с точки зрения получения наиболее полной оценки временной сложности алгоритмов следует выделить изображения, обработка которых будет максимально и минимально сложной. Будем считать условную степень потенциальной сложности обработки изображений пропорциональной «способности» изображений к образованию сегментов с большим количеством активных связей. Тогда наибольшей сложностью обработки должны обладать изображения, содержащие высокодисперсные текстуры (в пределе — это изображение шума), а наименьшей — однородные изображения (например, градиентная заливка). На рис. 10 приведены соответствующие модельные изображения.



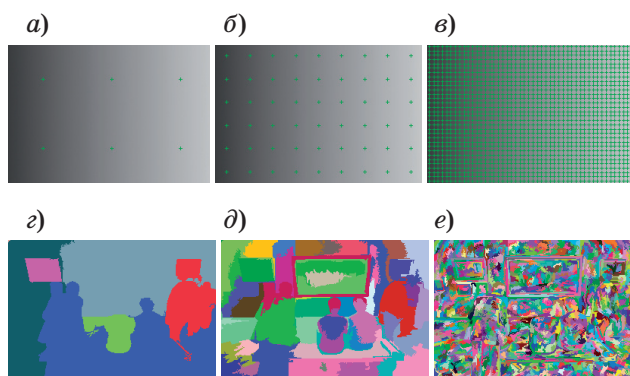
■ Рис. 10. Исходные экспериментальные изображения: реальное (слева); градиентное (центр); шумовое (справа)

В ходе эксперимента основной измеряемой величиной должно стать время выращивания областей T_B , с. Наиболее существенным параметром изображения, влияющим на время сегментации, является размер изображения n в пикселях. С целью вывести асимптотическую оценку порядка роста времени работы алгоритмов необходимо найти зависимость времени выращивания областей T_B от размера изображения n . Значения величины n будем брать из диапазона $1 \div 150$ тыс. пикселей, для чего подготовим ряд копий исходных изображений с уменьшенным размером; также воспользуемся одной копией с увеличенным размером (200 тыс. пикселей).

Другим важным с точки зрения времени обработки параметром сегментации является количество центров кристаллизации m или его нормированный относительно размера изображения аналог — коэффициент заполнения изображения центрами кристаллизации SR . Значению $SR = 0,5$ соответствует максимально плотная расстановка центров кристаллизации (см. рис. 5), в остальных случаях используется равномерная решетчатая расстановка (рис. 11, *a — в*). Результаты сегментации реального изображения (см. рис. 10, слева) при различных значениях коэффициента SR представлены на рис. 11, *г — е*.

Вначале рассчитаем зависимость времени выращивания областей T_B от параметра сегментации SR , для которого зададим диапазон изменения $0,00006 \div 0,5$ (рис. 12).

Показанные зависимости имеют преимущественно возрастающий характер, обусловленный растущим количеством обрабатываемых связей (пар «сегмент — граничный пиксель»). Однако для обоих алгоритмов зависимости имеют экстремум в точках, соответствующих $SR = 0,25$. Это является следствием снижения общего коли-



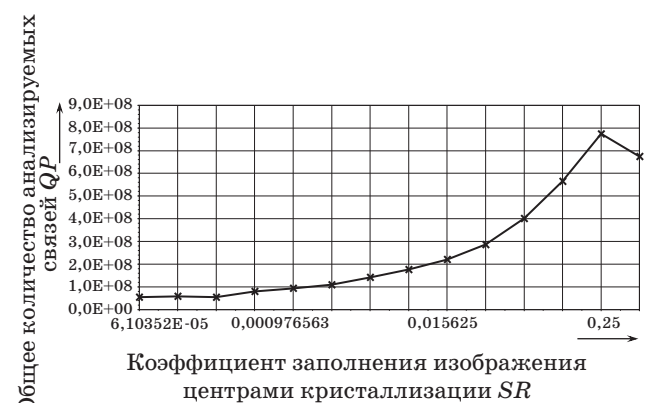
■ **Рис. 11.** Варианты расстановки центров кристаллизации на градиентном изображении при значениях коэффициента SR 0,0001; 0,001; 0,03125 (*a — в*) и соответствующие результаты сегментации реального изображения (*г — е*)



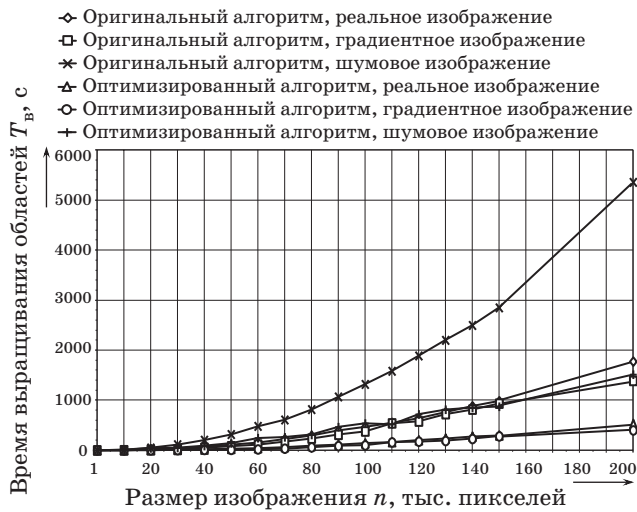
■ **Рис. 12.** Графики зависимости времени выращивания областей T_B от коэффициента заполнения изображения центрами кристаллизации SR ($n = 30$ тыс. пикселей)

чества обрабатываемых связей QP ($n = \text{const}$) при $SR > 0,25$, так как в силу уравнения (1) снижается общее количество итераций QA процесса выращивания (рис. 13).

На отрезке $SR = (0,00006 \div 0,00195)$ зависимости оптимизированного алгоритма выращивания областей (см. рис. 10) показывают относительно высокие значения времени T_B с последующим спадом. Кроме того, оптимизированный алгоритм значительно уступает оригинальному на отрезке $SR = (0,00006 \div 0,001)$ для шумового изображения, незначительно — на линии $SR = 0,00006$ для реального изображения, в то же время для градиентного изображения данное явление отсутствует. Возрастание доли вычислительных издержек связано с поддержанием различных списков связей, отсутствующих в ориги-



■ **Рис. 13.** График зависимости общего количества обрабатываемых связей QP ($n = 30$ тыс. пикселей) от коэффициента заполнения изображения центрами кристаллизации SR



■ Рис. 14. Графики зависимости времени выраживания областей T_v от размера изображения n ($SR = 0,001$)

нальном алгоритме, что при крайне малом количестве сегментов снижает оптимизационный эффект от раздельного перерасчета зависимых связей. Для шумового изображения как вырожденного случая реального текстурного изображения количество активных связей одного сегмента максимально, так как единственный заполняющий всю площадь сегмент имеет форму с минимальной компактностью (максимальным периметром).

При возрастании коэффициента SR содержания обрабатываемых изображений оказывает меньшее влияние на время выраживания, что на практике обеспечивает стабильное преимущество оптимизированного алгоритма при выполнении начального разбиения изображения на суперпиксели.

Рассчитаем зависимости времени выраживания областей T_v от размера изображения n (рис. 14) для обоих алгоритмов. Посредством степенной аппроксимации зависимостей, полученных для реального изображения, запишем статистические оценки асимптотической временной сложности (табл. 3).

В результате эксперимента на реальном изображении удалось установить, что оптимизированный алгоритм выраживания областей в среднем показывает более высокую скорость работы

по сравнению с оригинальным алгоритмом (реализация оптимизированного алгоритма выполняется в среднем в 3,4 раза быстрее оригинального алгоритма), что подтверждается статистической оценкой временной сложности (достигнуто снижение на $n^{0,3}$). Однако существует исключение — при крайне низком размере исходного изображения ($n = 1$ тыс. пикселей) оригинальный алгоритм требует меньше времени вычислений по сравнению с оптимизированным. Это не влияет на эффективность реальных приложений, так как для САИ является редким частным случаем.

Заключение

В результате проведенного анализа САИ в целях поиска путей сокращения временных затрат было выбрано направление оптимизации алгоритмов реализации используемого в САИ метода выраживания областей.

Выполненные аналитическая и статистическая оценки временной сложности алгоритмов подтверждают эффективность разработанного алгоритма:

- достигнуто снижение размера задачи повторных вычислений функции гетерогенности в процессе сегментации на $n^{0,5}$;
- статистическая оценка временной сложности выраживания снижена на $n^{0,3}$, что соответствует повышению скорости сегментации в несколько раз.

Данный эффект был получен без введения схем приближенных вычислений, приводящих к потере точности сегментации. Следствием существенного сокращения количества пересчетов связей сегментов является возможность использовать более сложные функции гетерогенности с целью повысить качество и точность сегментации.

Особенностью разработанного алгоритма является возросший уровень организации системы сегментации в рамках САИ вследствие введения новых разнородных процессов и схем управления. Недостатком, требующим дальнейших исследований, является низкая временная эффективность сегментации текстурных изображений при малом заданном количестве сегментов.

■ Таблица 3. Статистические оценки временной сложности

Данные аппроксимации	Алгоритм выраживания областей	
	Оригинальный	Оптимизированный
Уравнение асимптотической эквивалентности	$T_v \sim 0,4524 \cdot n^{2,8761}$	$T_v \sim 0,2481 \cdot n^{2,5962}$
Достоверность аппроксимации R^2	0,9791	0,995

Литература

1. Бакут П. А., Колмогоров Г. С., Ворновицкий И. Э. Сегментация изображений: методы пороговой обработки // Зарубежная радиоэлектроника. 1987. № 10. С. 6–24.
2. Волков В. Ю., Турнецкий Л. С. Пороговая обработка для сегментации и выделения протяженных объектов на цифровых изображениях // Информационно-управляющие системы. 2009. № 5(42). С. 10–13.
3. Гонсалес Р. С., Вудс Р. Э. Цифровая обработка изображений. — М.: Техносфера, 2005. — 1072 с.
4. Baatz M., Schäpe A. Multiresolution Segmentation: an optimization approach for high quality multi-scale image segmentation // Journal of Photogrammetry and Remote Sensing. 2004. Vol. 58. Iss. 3–4. P. 239–258.
5. Cheng H. D., Jiang X. H., Sun Y., Wang J. Color image segmentation: advances and prospects // Pattern Recognition. 2001. Vol. 34. Iss. 12. P. 2259–2281.
6. Астратов О. С., Кузьмин С. А. Обнаружение транспортных средств и оценка параметров транспортных потоков по видеопоследовательности // Информационно-управляющие системы. 2006. № 3(22). С. 19–28.
7. Паламарь И. Н., Сизов П. В. Метод сегментации изображений с применением выраживания областей и многомасштабного анализа // Вестник СибГАУ им. акад. М. Ф. Решетнева. 2010. № 3(29). С. 15–20.
8. Митропольский Н. Н. Агломеративная сегментация и поиск однородных объектов на растровых изображениях: автореф. дисс. ... канд. техн. наук: 05.13.17 / Моск. гос. ун-т печати. — М., 2010. — 17 с.
9. Щербаков А. П. Быстродействующий алгоритм сегментации изображений // Автометрия. 2005. Т. 41. № 2. С. 59–67.
10. Ланге М. М., Новиков Н. А. Сегментация изображений на основе описаний кластеров структурированными гауссовыми смесями // Техническое зрение в системах управления мобильными объектами — 2010: тр. науч.-техн. конф.-семинара. М., 2011. Вып. 4. С. 291–302.
11. Обухова Н. А. Предварительная классификация изображения в задачах сегментации объектов // Информационно-управляющие системы. 2007. № 2(27). С. 22–28.
12. Pat. WO2009143651 (A1), IPC⁷ G 06 T 5/00. Fast image segmentation using region merging with a k-nearest neighbor graph / Mantao X. [CN], Qiyong G. [CN], Hongzhi L. [CN], Jiwu Z. [CN]; applicant CARESTREAM HEALTH, INC. [US]. — 16 p.
13. Berkeley Segmentation Data Set and Benchmarks 500 (BSDS500), 2011. <http://www.eecs.berkeley.edu/Research/Projects/CS/vision/grouping/resources.html> (дата обращения: 20.10.2011).
14. Шапиро Л., Стокман Дж. Компьютерное зрение. — М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. — 752 с.
15. Lucchese L., Mitra S. K. Color Image Segmentation: A State-of-the-Art Survey // Proc. of the Indian National Science Academy. 2001. N 2. P. 207–221.

УДК 004.932, 631.171

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЭРОФОТОСЪЕМОЧНОГО ОБОРУДОВАНИЯ В РЕАЛИЗАЦИИ ЗАДАЧ МОНИТОРИНГА СЕЛЬСКОХОЗЯЙСТВЕННЫХ ЗЕМЕЛЬ

И. В. Манылов,

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Проводятся анализ и оценка эффективности метрических и неметрических фотокамер для проведения аэрофотосъемочных работ земель сельскохозяйственного назначения. Выбор оптимального варианта съемочного оборудования выполняется на основе многокритериальной модели задачи с использованием теории принятия решений.

Ключевые слова — аэрофотосъемка, метрические фотокамеры, неметрические фотокамеры, теория принятия решений, сельское хозяйство.

Введение

Сельское хозяйство — одна из самых перспективных сфер для использования данных аэрофотосъемки в целях повышения интенсификации растениеводческого производства. Сельскохозяйственные культуры отлично проявляются на снимках, они ничем не скрыты, однородны, хорошо дешифрируются как по текстуре, так и по спектральным характеристикам. Аэрофотосъемка стала эффективным инструментом реализации задач, решаемых сельским хозяйством [1]. Сегодня она широко используется в агропромышленном комплексе США, Канады, стран Евросоюза, Индии, Китая, Японии и др.

Ключевым элементом успешности проводимых аэрофотосъемочных работ для целей сельского хозяйства является выбор подходящей модели цифрового фотоаппарата, которая обеспечивала бы приемлемое качество снимков для дальнейшей их дешифрации и анализа полученных данных.

Первый аэрофотоаппарат был создан русским инженером В. Ф. Потте почти век назад. За это время аэрофотосъемочное оборудование прошло длинный путь развития, и сегодня компании-разработчики предлагают широкий выбор фотоаппаратов, предназначенных для проведения съемки с борта воздушного судна. Традиционно цифровые фотокамеры принято разделять на метрические и неметрические.

Метрические аэрофотокамеры

Метрические камеры представляют собой цифровые фотоаппараты, которые предназначены для получения измерительной информации и снимков в целях создания измерительных документов: топографических карт и планов, цифровой картографической информации, цифровых моделей, кадастровых планов, аэрофотоснимков и т. п.

Метрические аэрофотоаппараты делятся на среднеформатные и полноформатные камеры. К полноформатным камерам относят такие, разрешение которых составляет порядка 100 МБ и более. Впервые полноформатные цифровые камеры для аэросъемки были представлены на XIX Международном фотограмметрическом конгрессе в Амстердаме в 2000 г. фирмами Zeiss/Intergraph Imaging (Германия/США) и Leica Geosystems (Швейцария/США) [2]. Четыре года спустя на фотограмметрическом конгрессе, проходившем в Стамбуле, были продемонстрированы новые программные продукты фирм Vexcel Imaging (Австрия/США) и НПП «Геосистема» (Украина) совместно с компанией Wehrli and Associates (США).

При создании цифровых аэрофотокамер этими компаниями использовался один из двух принципов — матричный или сканирующий. Суть матричного принципа заключалась в том, что аэрофотоаппарат работал на матричных све-

точувствительных датчиках, а поскольку одна ПЗС-матрица не обеспечивала достаточного разрешения, то применялось несколько датчиков, из которых формировался единый кадр. Сканирующий принцип подразумевал использование линейного датчика, дающего изображение узкой полосы местности поперек направления полета. Полное изображение в такой камере формировалось непрерывной полосой за счет движения самолета.

Один из указанных принципов лежит и в основе современных цифровых аэрофотоаппаратов, которые принято разделять на две основные группы [3]:

- кадровые (модели Z/I Imaging DMC и Vexcel UltraCam);

- сканирующие (модели Leica Geosystems ADS40 и Wehrli/Geosystem 3DAS).

На наш взгляд, для решения задач аэрофото съемки сельхозугодий сканирующие камеры имеют меньший потенциал, нежели кадровые, поскольку могут обеспечить точность определения координат не более 0,1 м. По заявлениям производителей кадровых камер, для них всегда можно подобрать масштаб съемки, обеспечивающий точность вплоть до 0,05 м.

Для получения снимков сельхозугодий хорошего качества со сканирующей камеры рекомендуется использовать вертолеты или самолеты с невысокой скоростью полета. Если стандартная скорость самолета превышает 250 км/ч, то при типовой выдержке 1/500 смещение самолета за время экспозиции составляет 0,15 м, что довольно критично при разрешении на местности 0,10 м и выше.

Анализ технических характеристик метрических фотокамер допускает сделать вывод о том, что они позволяют получить монохромное или мультиспектральное изображение очень большого размера (например, Z/I Imaging DMC имеет размер изображения 13824 × 7680 пикселей), с высоким радиометрическим разрешением (12–16 бит). Отдельно следует отметить геометрическую точность получаемых изображений [4]. Стоимость их колеблется в пределах от 250 тыс. до 1 млн дол.

Сегодня наибольшей популярностью пользуется камера 3DAS-1 ввиду ее не слишком высокой стоимости (250 тыс. дол.). В комплект поставки также входит стабилизирующая платформа и управляющий компьютер с двумя съемными RAID-массивами, объем каждого из которых составлял 1,8 ТБ. Источником питания для комплекса служит бортовая сеть самолета напряжением 28 В. В зависимости от режима работы потребление тока составляет примерно 15–18 А. Установка аэросъемочного оборудования в само-

лет занимает 30–40 мин, включая тестирование работоспособности всех компонентов, выполняемое до взлета. В полете комплексом управляет один оператор [2].

Рынок цифровых камер динамично развивается и в последнее время пополнился новыми разработками. К ним относятся:

- сканирующая камера JAS150 компании Jena Optronik (Германия);

- полноформатная цифровая камера от DIMAC Systems (Люксембург);

- UltraCam X компании Vexcel Imaging, которая обеспечивает разрешение 14 430 × 9420 пикселей;

- 3-OC-1 фирмы Wehrli/Geosystem, предназначенная для наклонной съемки [5].

Ввиду высокой стоимости перечисленных специализированных аэрофотокамер для выполнения аэрофотосъемочных работ в сельском хозяйстве были приспособлены некоторые модели неметрических фотокамер. Их стоимость в разы меньше, что в условиях финансовых ограничений, которые накладываются на сельскохозяйственную отрасль, играет существенную роль.

Неметрические аэрофотокамеры

С точки зрения теории, неметрические цифровые камеры позволяют получать снимки, которые не являются источником измерительной информации. Такие снимки принято использовать в художественной фотографии, для получения иллюстраций, для публикаций в средствах массовой информации, в том числе в Интернете, для бытового фотографирования [6]. Однако развитие рынка неметрических фотокамер привело к тому, что в последние годы они уже вполне могут конкурировать по разрешающей способности со специализированными метрическими камерами. Так, на настоящий момент в продажу уже поступили фотоаппараты с разрешением до 50 млн пикселей (например, Hasselblad H3D2-50 Kit), однако их стоимость достигает 1 млн руб. и они зачастую также недоступны для небольших сельских хозяйств, как и полноформатные цифровые камеры для аэрофотосъемки.

Более приемлемые в финансовом плане камеры (стоимостью от 1000 до 2000 дол.) сегодня способны создавать снимки разрешением до 22 млн пикселей, что вполне достаточно для осуществления съемки с малой высоты (300–500 м) с борта сверхлегкого летательного аппарата. При этом размер снимка существенно меньше, что позволяет производить съемку со скоростью до 12 кадров/с и обеспечивать многократное перекрытие фотографируемых сельхозугодий. Также скорость съемки позволяет выбирать лучшие кадры

с более высокой четкостью, что упрощает дальнейшую дешифрацию снимков.

Анализ опыта съемки посевных площадей при помощи неметрических фотокамер и оценка качества имеющихся в распоряжении автора снимков позволяют выделить наиболее приемлемые для решаемых в сельском хозяйстве задач фотоаппараты: Nikon D2X, Canon EOS 550D, Canon EOS 5D, Panasonic Lumix DMC-62, Sony Alpha DSLR-A390, Pentax K-5.

Охарактеризуем подробнее некоторые из них.

Nikon D2X — зеркальный однообъективный цифровой фотоаппарат, позволяющий делать снимки разрешением 12,4 млн пикселей в формате JPEG или RAW со скоростью 5 кадров/с в режиме непрерывной съемки. Возможна непрерывная съемка со скоростью 8 кадров/с при использовании функции высокоскоростной съемки кадрированного изображения, которая использует центральную часть кадра с разрешением 6,8 млн пикселей. Фотокамера D2X совместима со специально разработанными Nikon объективами для цифровых фотокамер, которые позволяют увеличивать фокусное расстояние в 1,5–2 раза. В комплекте с D2X поставляется простое и удобное в использовании программное обеспечение PictureProject. В качестве особенностей можно назвать поддержку GPS, позволяющую записывать в съемочные данные местоположение съемки, а также поддержку беспроводной передачи данных.

Canon EOS 5D — фотокамера с матрицей 19 млн пикселей и скоростью съемки 8 кадров/с. К этому фотоаппарату подходят все упомянутые выше объективы, которые, обладая пятикратным зумом, способны снимать с высоты 500 м так, как будто аэрофотосъемка ведется с высоты 100 м.

Таким образом, для осуществления аэрофотосъемки посевных площадей в целях последующего анализа их состояния могут использоваться современные неметрические фотокамеры. Их технические характеристики уступают метрическим, но финансовый аспект зачастую сегодня является решающим, что и заставляет специалистов делать выбор в пользу группы неметрических фотоаппаратов, особенно если съемка ведется с малой высоты. Если аэрофотосъемка ведется с беспилотного летательного аппарата, то появляется новый критерий выбора — вес камеры: неметрические весят не более 1 кг, а самая легкая из метрических 3DAS — около 32 кг.

В условиях многокритериального выбора, когда решение использовать ту или иную модель фотокамеры зависит от нескольких факторов, обоснованную оценку позволяет сделать теория принятия решений.

Обоснование выбора аэрофотоаппарата для съемки сельхозугодий на основе теории принятия решений

Теория принятия решений — это совокупность математических и численных методов, ориентированных на нахождение наилучших вариантов из множества альтернатив [7]. Многокритериальная модель задачи принятия решений представляется в следующем виде:

$$\langle t, S, K, X, f, P, r \rangle,$$

где t — постановка (тип) задачи принятия решения; S — множество допустимых вариантов решений; K — множество критериев оценки решений; X — множество оценочных шкал; f — отображение множества допустимых решений в множество векторных оценок; P — система предпочтений лица, принимающего решение; r — решающее правило [8].

В решаемой нами задаче выбора наиболее приемлемой для осуществления аэрофотосъемки сельхозугодий фотокамеры требуется линейно упорядочить множество допустимых решений, т. е. анализируемых моделей метрических и неметрических камер. Множество S представляет собой совокупность отобранных для анализа фотокамер, которые удовлетворяют определенным ограничениям и рассматриваются как возможные способы достижения поставленной цели — осуществления аэрофотосъемочных работ. Каждая камера оценивается по множеству критериев K_1, K_2, \dots, K_m .

Для каждого из критериев задается или строится шкала, представляющая собой множество оценок. Шкалы X_1, X_2, \dots, X_m , образующие множество X , могут быть числовыми и нечисловыми, т. е. содержать шкалы различных типов, как в нашем случае.

Построение моделей многокритериальных задач принятия решений является сложной процедурой, состоящей из формализованных и неформализованных этапов. Для решения задачи выбора наиболее приемлемой для аэрофотосъемки сельхозугодий фотокамеры нами предлагается следующая последовательность этапов:

- 1) выбор наиболее подходящих для решаемых задач моделей фотокамер;
- 2) формирование системы оценочных критериев;
- 3) определение коэффициентов относительной важности (весов) каждого из критериев выбора;
- 4) построение согласованных количественных шкал для каждого из критериев;
- 5) определение агрегированных значений вариантов выбора источников капитала, который

■ Характеристики метрических и неметрических фотокамер и оценка каждого критерия

Модель	Разрешение, Мпиксель/ балл	Поддержка GPS/балл	Скорость съемки, кадров/с/балл	Вес, кг/балл	Скорость подготовки к работе, ч/балл	Стоимость, тыс. дол./ балл	Интеграль- ная оценка фотокамеры
Метрические фотокамеры							
Z/I Imaging DMC	$\frac{250}{10}$	$\frac{\text{Да}}{10}$	$\frac{0,81}{0,68}$	$\frac{66}{0,08}$	$\frac{4}{0,63}$	$\frac{1000}{0,01}$	3,71
Vexcel UltraCam	$\frac{200}{8}$	$\frac{\text{Да}}{10}$	$\frac{0,56}{0,46}$	$\frac{75}{0,07}$	$\frac{3,5}{0,71}$	$\frac{700}{0,01}$	3,27
Leica Geosystems ADS40	$\frac{120}{4,8}$	$\frac{\text{Да}}{10}$	$\frac{0,88}{0,73}$	$\frac{38}{0,13}$	$\frac{4}{0,63}$	$\frac{1000}{0,01}$	2,68
Wehrli/Geosystem 3DAS	$\frac{106}{4,24}$	$\frac{\text{Да}}{10}$	$\frac{0,71}{0,60}$	$\frac{32}{0,16}$	$\frac{2,5}{1,00}$	$\frac{250}{0,02}$	2,59
Неметрические фотокамеры							
Canon EOS 550D	$\frac{18,7}{0,748}$	$\frac{\text{Да}}{10}$	$\frac{10}{8,33}$	$\frac{0,5}{10}$	$\frac{0,25}{10}$	$\frac{1,3}{5}$	6,47
Panasonic Lumix DMC-62	$\frac{13,1}{0,524}$	$\frac{\text{Да}}{10}$	$\frac{2,5}{2,08}$	$\frac{0,7}{7,14}$	$\frac{0,25}{10}$	$\frac{0,6}{10}$	6,24
Sony Alpha DSLR-A390	$\frac{16,7}{0,668}$	$\frac{\text{Да}}{10}$	$\frac{3}{2,50}$	$\frac{0,5}{10}$	$\frac{0,25}{10}$	$\frac{0,9}{7}$	5,80
Pentax K-5	$\frac{16,9}{0,676}$	$\frac{\text{Да}}{10}$	$\frac{7}{5,83}$	$\frac{0,7}{7,14}$	$\frac{0,25}{10}$	$\frac{1}{6}$	6,02
Nikon D2X	$\frac{13}{0,52}$	$\frac{\text{Да}}{10}$	$\frac{12}{10,00}$	$\frac{1,07}{4,67}$	$\frac{0,25}{10}$	$\frac{1,3}{5}$	6,23
Canon EOS 5D	$\frac{22}{0,88}$	$\frac{\text{Да}}{10}$	$\frac{5}{4,17}$	$\frac{0,9}{5,56}$	$\frac{0,25}{10}$	$\frac{1,8}{3}$	4,90
Важность критерия, %	20	15	20	10	10	25	100

рассчитывается как сумма произведений оценок, полученных по согласованным количественным шкалам, и коэффициентам относительной важности (весам) каждого из критериев;

6) выбор наилучшего варианта.

Действуя в рамках указанного алгоритма, для анализа отобрали две группы камер — метрические и неметрические. Их оценку будем производить по шести ключевым критериям: разрешение, поддержка GPS, скорость съемки, вес, скорость подготовки к работе, стоимость (таблица, числитель).

Для построения согласованных количественных шкал была принята максимальная оценка каждого критерия 10 баллов. Результаты дальнейших расчетов и интегральная оценка по каждой фотокамере приведены в таблице (знаменатель).

По данным таблицы можно сделать вывод, что неметрические камеры уступают метрическим существенно только по разрешению. По всем другим оцениваемым критериям они либо равны им, либо превосходят. Особенно значительное преимущество формируется по критериям стоимости, веса камеры и скорости съемки.

На основе данных, приведенных в таблице, может быть сделан выбор конкретной модели фотоаппарата: наиболее подходящими являются Canon EOS 550D, Panasonic Lumix DMC-62 и Nikon D2X.

Заключение

Выбор фотооборудования того или иного типа существенно зависит от решаемых задач. Сужая цели съемочных работ и потребность в них до рамок отдельно взятого хозяйства, получаем ряд ресурсных ограничений: трудовых, временных и, безусловно, финансовых, — которые позволяют сформировать набор ключевых оценочных критериев. Применение метрических аэрофотоаппаратов требует значительного времени на подготовку системы к эксплуатации, штата сотрудников, их обучение, техническую поддержку самой системы, т. е. существенно увеличиваются временные и трудовые затраты на начальном этапе работы. Кроме того, они массивны и неприменимы на сверхлегких летательных аппаратах. Преимуществами являются качество и быстрота обработки, широкие возможности сопоставления

и анализа информации. При этом высокое качество снимка замедляет скорость съемки и не позволяет использовать метрические камеры на самолетах со средней скоростью полета более 180 км/ч.

Неметрические камеры уступают по качеству и возможностям автоматизированного анализа, но при этом не требуют реализации начального этапа, а обработка и анализ информации могут проводиться в отдельной, подготовленной для решения конкретных задач программе обработки изображений, что даже более адекватно существующим потребностям отдельных хозяйств. Кроме

того, высокая скорость съемки позволяет делать выбор снимка с более высокой четкостью, а малый вес — фотографировать с дельтапланов, мотодельтапланов и беспилотных летательных аппаратов. Решающим фактором является несопоставимость финансовых затрат на приобретение метрической и неметрической аэрофотокамеры.

Таким образом, для поставленных задач мониторинга земель сельскохозяйственного назначения неметрические камеры с хорошим разрешением и дополнительным гироскопическим оборудованием являются более приемлемыми с точки зрения анализируемых критериев.

Литература

1. Михайлов В. Ю., Харин Я. В. К вопросу о построении системы распознавания и подсчета животных на аэрофотоснимках. Ч. 1: Анализ методов распознавания // Информационно-управляющие системы. 2011 г. № 2. С. 22–28.
2. Олейник С. В., Гайда В. Б. Цифровые камеры для аэрофотосъемки // Геопрофи. 2006. № 4. С. 45–51.
3. Кадничанский С. А. Сравнительная оценка производительности цифровых аэросъемочных систем // Геопрофи. 2011. № 6. С. 18–24.
4. Хмелевский С. И. Тенденции в развитии цифровых аэросъемочных систем. Критерии сравнения и оценки // Геопрофи. 2011. № 2. С. 15–19.
5. Тетеря А. Н. Опыт использования цифровой фотокамеры 3DAS-1 // Геопрофи. 2008. № 1. С. 26–30.
6. Материалы портала Digital Architecture. <http://dproject.artrace.ru> (дата обращения: 15.01.2012).
7. Орлов А. И. Теория принятия решений: учеб. пособие. — М.: Март, 2004. — 656 с.
8. Куницына Н. Н., Плешкова Т. Г. Реализации теории принятия решений при выборе источников финансирования капитала организации // Материалы XXXVII науч.-техн. конф. по итогам работы профессорско-преподавательского состава СевКавГТУ за 2007 год. Т. 3: Экономика. Ставрополь: СевКавГТУ, 2008. С. 173.

УДК 681.3

АНАЛИЗ ПРОБЛЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ

С. Л. Максименко,

старший преподаватель

В. Ф. Мелехин,

доктор техн. наук, профессор

А. С. Филиппов,

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет

Анализируется проблема повышения радиационной стойкости информационно-управляющих систем. Проводится аналитический обзор радиационных эффектов в полупроводниковых структурах цифровых интегральных схем и методов повышения радиационной стойкости на уровне библиотеки элементов. Обосновывается необходимость принятия специальных мер по повышению радиационной стойкости на уровнях функциональной и структурной организации системы, а также на уровне организации вычислительных процессов, ставятся соответствующие задачи по проектированию.

Ключевые слова — информационно-управляющие системы, радиационные эффекты, полупроводниковые структуры, интегральные схемы, библиотека элементов, сбои, отказы, восстановление, надежность, структура, функциональная организация.

Введение

С развитием микроэлектроники по мере совершенствования технологии производства интегральных схем (ИС) уменьшается основной показатель уровня технологии — проектная норма. Это ведет к увеличению уровня интеграции (количество вентилях в кристалле), повышению быстродействия элементов, уменьшению напряжения питания ИС. Это все — положительные факторы при разработке средств вычислительной техники. Одним из существенных отрицательных факторов, сопутствующих развитию элементной базы, является повышение чувствительности элементов к воздействиям радиации. Поэтому одной из важнейших проблем проектирования на современной элементной базе становится вопрос повышения радиационной стойкости вычислительных систем. Особенно эта задача актуальна для информационно-управляющих систем (ИУС). Она носит системный характер, и для ее успешного решения требуется системный подход, включающий анализ возможностей повышения радиационной стойкости на различных уровнях организации системы — от компонентов (транзисторов) до организации вычисли-

тельных процессов в системе. При этом необходимо учитывать возможности и ограничения, связанные с современным состоянием теории, технологии и инструментальных средств проектирования ИУС.

Анализ радиационных эффектов в полупроводниковых структурах

Радиационные эффекты, приводящие к сбоям и отказам электронной аппаратуры, делятся на две группы:

— эффекты, связанные с изменением свойств материала в связи с накоплением зарядов под воздействием ионизирующего излучения;

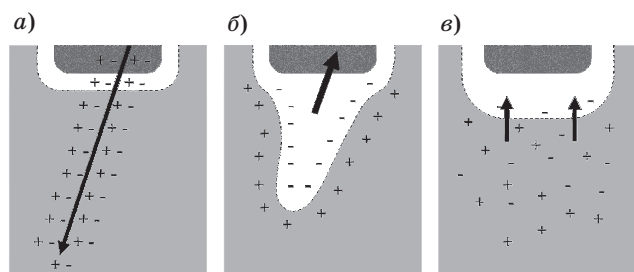
— локальные эффекты, связанные с кратковременным возникновением относительно больших зарядов в компактной области, вызванным попаданием частицы с высокой энергией.

Эффекты, связанные с накоплением зарядов под воздействием суммарной дозы облучения (Total Dose Effects), приводят к изменению электрических параметров транзисторов. «Увеличивается ток, протекающий через транзистор в выключенном состоянии. Возрастает потребление питания, рассеивание тепла, и может

произойти термическое разрушение транзистора» [1]. Длительное воздействие на электронную аппаратуру потоков частиц приводит к параметрическим и функциональным отказам аппаратуры [2].

Локальные эффекты в ИС, вызванные воздействием отдельных частиц, получили название Single Event Effects (SEE). Влияние одиночных частиц связано с эффектом ионизации. Эффект от попадания частицы в p - n -переход схематично представлен на рис. 1 [3]. Пусть этот p - n -переход является переходом сток–затвор в структуре МОП-транзистора с каналом типа n . Пусть транзистор под действием входного напряжения на затворе находится в состоянии «закрыт». Прохождение частицы через подзатворную область (на рис. 1, *а* показано стрелкой) вызывает ионизацию полупроводника: порождение одинакового числа свободных электронов (в приведенном примере неосновных носителей) и дырок. Под действием электрического поля, создаваемого напряжением на стоке, порожденные частицей неосновные носители устремляются к стоку (рис. 1, *б*) и вызывают появление «ложного» импульса тока в цепи стока. «Площадь» импульса тока равна возникшему заряду неосновных носителей. При этом электрическое равновесие в подзатворной области нарушается. Для его восстановления необходимое число электронов поступает из истока транзистора, и равновесное состояние закрытого транзистора восстанавливается (рис. 1, *в*). В составе схемы это существенная наведенная помеха, которая может вести к сбою информационных процессов. Таким образом, эффект SEE есть случайное возникновение импульсного сигнала в некотором участке схемы устройства, вызванное попаданием отдельной частицы излучения в транзисторную структуру ИС.

В литературе (например, [4]) выделяют неустраняемый отказ (hard error) и устраняемый отказ (soft error), т. е. сбой.



■ **Рис. 1.** Эффект возникновения заряда неосновных носителей в p -области p - n -перехода при попадании частицы с высокой энергией: *а* — ионизация полупроводника; *б* — движение неосновных носителей; *в* — восстановление равновесия

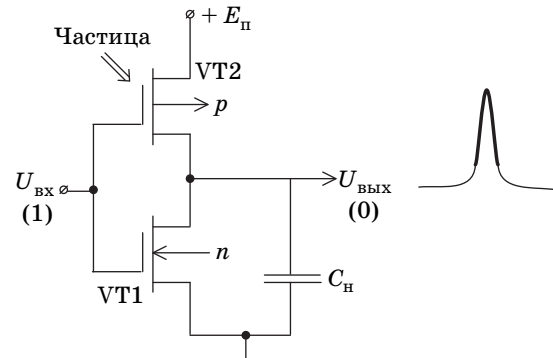
В дальнейшем под сбоем будем понимать устраняемый отказ, устранение которого может происходить как без вмешательства системы (самоустранение), так и с использованием специальных процедур. Эти различия существенны для уровня управления вычислительными процессами.

Неустраняемые отказы связаны с физическим разрушением полупроводниковой структуры. К ним относят разрушение транзистора (Single Event Burnout — SEB) и пробой изолятора (Single Event Gate Rupture). Данные виды отказов в первую очередь относятся к силовым элементам.

В цифровой «слаботочной» аппаратуре наиболее часто возникают устраняемые отказы. Устраняемые отказы делят на типы в соответствии с их проявлением в работе устройства [4–6]. Для обозначения различных типов отказов, связанных с радиационным воздействием, используют сокращения на английском языке.

Наиболее частыми являются отказы, связанные с кратковременным изменением уровня напряжения на выходе логического элемента («ложным» импульсом). Такое событие в схеме называют *кратковременным импульсным сигналом* (Single Event Transient — SET).

Пример возникновения импульса SET на выходе инвертора под действием SEE показан на рис. 2. Рассмотрим происходящие при этом события подробнее. На вход инвертора, выполненного по КМОП-технологии, подана логическая «1», чему соответствует $u_{вх} = E_{п}$. При этом нижний (усилительный) транзистор $VT1$ открыт, а верхний (нагрузочный) $VT2$ — закрыт. На выходе инвертора $u_{вых} = 0$, что соответствует логическому «0». При попадании частицы с высокой энергией в верхний транзистор (см. рис. 1) за счет ионизации между истоком и стоком появляется заряд неосновных носителей, представляющий проводящий канал в подзатворной области. Через этот



■ **Рис. 2.** Возникновение «ложного» импульса на выходе инвертора при попадании частицы в транзистор $VT2$

транзистор от источника питания в нагрузку протекает ток, повышающий напряжение на выходе инвертора ($0 \rightarrow 1$). Поскольку заряд неосновных носителей возник за счет частицы и более не возобновляется, то он с током стока выносится, и транзистор $VT2$ опять закрывается, так как напряжение между затвором и истоком ниже порога открывания. После этого нагрузочный конденсатор C_n опять разряжается через открытый под действием входного напряжения нижний транзистор $VT1$. Таким образом, из-за воздействия частицы на выходе инвертора сформирован кратковременный «ложный» импульс: $0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$. Это и есть эффект, называемый SET.

Длительность импульса при эффекте SET примерно пропорциональна энергии частицы и может составлять от долей до нескольких наносекунд. Импульс может распространяться по цепочке логических элементов. При этом длительность импульса может как сокращаться, так и увеличиваться по мере распространения [7].

Если рассмотренное кратковременное открывание транзистора происходит в составе триггера, то оно вызывает сбой-переключение (Single Event Upset — SEU) — изменение состояния запоминающего элемента при попадании частицы. Изменение состояния запоминающего элемента — это отказ, который не устраняется сам, но который можно устранить путем записи в элемент правильного значения.

Следующий эффект от попадания частиц — *одиночный сбой-зацикливание* (Single event latchup — SEL). Данный вид отказа возникает при активации паразитных тиристорных структур, присутствующих в ИС, построенных по КМОП-технологии. В результате через образовавшийся в паразитной тиристорной структуре канал начинает протекать значительный ток, который может привести к локальному перегреву и разрушению элементов ИС. SEL устраняется снятием питания с ИС. Определить возникновение SEL можно по резкому увеличению энергопотребления ИС.

Анализ влияния радиационных эффектов в полупроводниковых структурах на информационные процессы в цифровых устройствах

Если рассматривать функционирование цифрового устройства на уровне регистровых передач, то информационные отказы определяются потерей запоминающими элементами устройства хранимой информации либо записью в запоминающие элементы некорректной информации в результате сбоя или отказа в комбинаторных элементах или цепях управления.

Информационные отказы могут вызываться как влиянием накопленной дозы радиации, так и одиночными событиями (SEE). Согласно результатам анализа отказов космических аппаратов [8], из 288 отказов лишь 5,4 % были обусловлены накоплением дозы, а большая часть — одиночными событиями. Уменьшение проектной нормы и повышение тактовых частот электронных устройств определяет тот факт, что доля одиночных событий во всей совокупности отказов будет только увеличиваться.

Для проектирования цифровых устройств, устойчивых к радиационным воздействиям, необходимо понимать их влияние на современную элементную базу.

Оценка влияния радиационных эффектов на работу устройств ведется по трем направлениям: математическое моделирование, тестирование реальных устройств и тестирование специально разработанных экспериментальных устройств.

Для моделирования радиационной обстановки в различных условиях эксплуатации созданы установки, позволяющие достаточно точно задавать дозу облучения, энергию частиц. Используется моделирование ионизирующих воздействий при помощи лазера, что позволяет задавать конкретные участки ионизации на кристалле. Одной из основных проблем, затрудняющих исследование влияния одиночных событий на работу реальных устройств, является низкая наблюдаемость последних. Она обусловлена высокой сложностью современных СБИС и значительной латентностью проявления отказа. Наибольшую трудность для тестирования представляют СБИС со сложным поведением, в частности микропроцессоры. Элементы памяти, содержащиеся в микропроцессоре, недоступны для непосредственного считывания извне. Об их состоянии можно судить только по результатам выполнения тестовых программ, само успешное выполнение которых зависит от целостности информации в процессоре. Таким образом, натурные эксперименты дают мало информации о реальных процессах, предшествовавших отказу. Одной из актуальных задач построения СБИС, устойчивых к радиационным эффектам, является построение аппаратных средств для сбора статистики по отказам.

Рассмотрим влияние эффекта от накопления в кристалле ИС дозы радиации. Длительное воздействие потока частиц со сравнительно невысокими энергиями приводит к ионизации материала и смещению параметров элементов. В выключенном состоянии накопление заряда происходит медленнее, так как электрическое поле отсутствует и не препятствует релаксации заряда. Предельная накопленная доза, при которой устрой-

ство продолжает работать, специфична для каждого устройства, зависит от используемых материалов и геометрии элементов.

Согласно результатам тестирования [9], процессоры типа Pentium III во включенном состоянии выдерживают облучение, превышающее 500 крад, не показывая существенных признаков деградации. В то же время микросхемы Flash-памяти перестают функционировать при облучении дозами порядка десятков килорад [10]. Причина большей чувствительности СБИС памяти к радиации в сравнении с процессором связана с отличиями в построении запоминающих элементов. В СБИС DRAM и Flash-памяти запоминающие элементы более чувствительны к воздействию частиц.

Как показывает анализ литературных источников, повышение предельной накопленной дозы достигается за счет совершенствования элементной базы, процессов производства, тренировки ИС и организации их работы в системе (экранирование, холодный резерв). На уровне схемотехнических и архитектурных решений неизвестны общие подходы к защите от данного проявления радиационных воздействий, поэтому далее в работе они не рассматриваются.

Рассмотрим проявление эффекта типа «одиночный сбой-защелкивание» (SEL). Из одиночных сбоев данный тип является самым опасным по тяжести последствий, так как при отсутствии средств защиты приводит к невозможности восстановления отказов аппаратуры. Однако, как показывают исследования, для возникновения SEL в обычных КМОП-структурах энергия частицы должна быть намного больше, чем для переключения запоминающего элемента. Основное направление работ по уменьшению эффектов SEL связано с технологией формирования полупроводниковых структур. В работе [11] приведены сведения о том, что устройства, построенные на технологии «кремний на изоляторе» (Silicon-on-insulator — SOI), существенно меньше подвержены SEL.

Основным методом борьбы с SEL является снятие питания с устройства. Для срабатывания защиты рекомендуется порог порядка 10–20 % от нормального энергопотребления. Структурные методы борьбы с SEL на уровне кристалла в литературе не рассматриваются.

Эффекты SET приводят к появлению «ложных» импульсов в сети логических элементов, т. е. вызывают события, аналогичные тем, которые вызывают внешние электромагнитные помехи и помехи по цепям питания в схемах на печатных платах. Эти события можно трактовать как риск сбоя. Если, распространяясь по цепи, они приводят к ложным переключениям элементов

памяти (триггеров, регистров, счетчиков и т. п.), то устройство меняет свое состояние. Это означает, что происходит сбой, или восстанавливаемый отказ, по проявлению аналогичный SEU. С ним связан отказ в вычислительном процессе, в котором участвует данное устройство.

Проблема повышения радиационной стойкости ИУС и подход к ее решению

Повышение радиационной стойкости ИУС будем рассматривать как один из аспектов повышения надежности системы. ИУС — сложная система, содержащая большое число разнородных элементов. При организации проектирования и управления функционированием ИУС используется иерархический подход.

В проблеме повышения надежности ИУС следует выделить два аспекта: повышение надежности компонентов за счет совершенствования технологии и повышение надежности системы из ненадежных компонентов за счет использования структурной, информационной и временной избыточности. В соответствии с этим будем рассматривать следующие уровни многоэтапного процесса проектирования:

- 1) уровень проектирования и изготовления ИС;
- 2) уровень стандартных элементов, входящих в библиотеку САПР СБИС;
- 3) уровень функциональной организации СБИС;
- 4) уровень функциональной и структурной организации системы, в которой используются СБИС как элементы структуры;
- 5) уровень организации вычислительных процессов в системе, при которой используются аппаратное, программное и информационное обеспечения.

Проектирование ИУС с учетом выделенных уровней выполняют представители различных специальностей. На уровнях 1 и 2 работают специалисты в области микроэлектроники и технологии производства ИС. Совершенствованием технологии производства ИС, формированием библиотеки элементов, разработкой СБИС на уровне логических элементов и топологии электронных схем занимаются физики, технологи, электронщики — специалисты в области разработки и изготовления полупроводниковых структур. Уровни 3–5 — область деятельности схемотехников, системотехников и программистов.

Поэтому проведем аналитический обзор работ в области повышения радиационной стойкости аппаратуры, относящихся к уровням 1 и 2. С учетом этих результатов обоснуем актуальность решения рассматриваемой проблемы на уровнях 3–5. Сформулируем задачи решения проблемы применительно к этим уровням.

Повышение радиационной стойкости компонентов за счет технологии изготовления полупроводниковых транзисторных структур

Выбор используемых материалов в сочетании с геометрией элементов определяют устойчивость устройства к накопленной дозе радиации.

Применение особо чистых материалов дает возможность снизить величину ионизации материала и тем самым в комплексе улучшить радиационную стойкость.

Распространенным способом борьбы с воздействием радиации является использование технологии SOI. Вблизи поверхности подложки имплантируется слой молекул кислорода, из которого нагреванием формируют непрерывный слой оксида толщиной порядка 0,2 мкм. Полученный диэлектрик изолирует сформированный на поверхности кристалла КМОП вентиль от кремниевой подложки. При этом области истока и стока транзисторов вентиля достигают углубленного в кристалл оксида. В такой транзисторной структуре снижаются токи утечки и паразитные емкости, исключается возможность образования паразитных структур типа тиристора. Из-за меньшего слоя кремния, расположенного под затвором, в SOI-транзисторах величина накапливаемого заряда, вызванного длительным воздействием радиации, снижается примерно в 10 раз.

Для устройств, реализованных по технологии SOI, не характерны эффекты типа SEL. Таким образом, на верхние уровни проектирования приходится в основном борьба с эффектами SET и SEU.

Повышение радиационной стойкости устройств на уровне библиотеки элементов СБИС

Для уменьшения чувствительности устройств к радиационным эффектам на уровне библиотеки элементов СБИС используются следующие подходы:

- блокирование возникновения SET;
- блокирование распространения SET;
- повышение устойчивости триггеров к SEU и SET.

Блокировать само возникновение SET можно, повысив заряд, необходимый для открывания транзистора и существенного изменения напряжения на выходе вентиля (см. рис. 1 и 2). Этого можно достичь, увеличив размеры транзистора или увеличив электрическую емкость цепи, подключенной к выводу. Таким образом можно повысить энергию частицы, необходимую для переключения элемента. Данный подход не приме-

ним к современным субмикронным и нанотехнологиям, противоречит тенденциям развития технологии производства ИС и не годится для построения быстродействующих устройств.

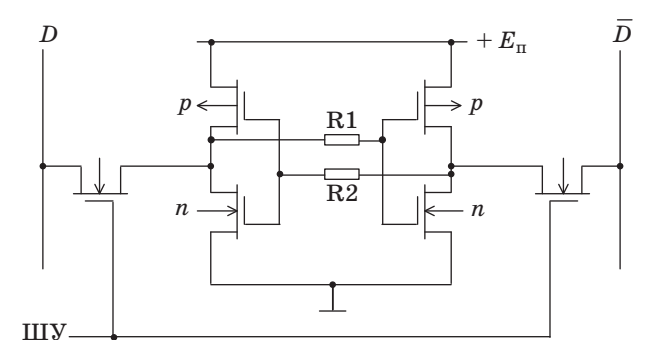
Полностью блокировать распространение импульса от эффекта SET невозможно. На уровне геометрии элементов, по некоторым сведениям, можно достичь некоторого ухудшения их распространения. Однако о решении, пригодном для широкого применения, неизвестно. Основные известные решения направлены не на подавление SET, а на защиту триггеров от их воздействия. Таким образом, основные идеи и результаты по повышению радиационной стойкости элементов связаны с предложениями по схемотехнике триггеров.

Защита триггеров от SEU

Повышение защиты триггеров от ложного срабатывания при действии радиоактивных частиц может вестись по двум направлениям — временная и структурная избыточность.

Первый подход заключается в следующем: параметры быстродействия триггера специально понижаются, чтобы импульс в элементе запоминающей ячейки не смог активировать ее обратную связь. Достигается это включением резисторов в цепи связей между вентилями (рис. 3). Помимо снижения быстродействия отрицательным фактором такого подхода является увеличение размеров триггера. Данная структура была основой первой реализации триггера, устойчивого к эффектам SEE [12].

Второй подход базируется на использовании структурной избыточности при построении триггера. Наиболее популярным в настоящий момент схемотехническим решением такого типа является ячейка типа DICE (Dual Interlocked Storage Cell) (рис. 4, а), прототипом которой стал обычный триггер на 6 транзисторах (рис. 4, б). Ее производство не требует изменений в стандартном технологическом процессе [13].



■ Рис. 3. Схема триггера с резисторами в цепях связей между вентилями

Обычный триггер содержит 2 КМОП-вентилей (4 транзистора $VT1 - VT4$) и 2 ключа ($VT5 - VT6$). Ключи служат для связи триггера с окружающей средой. Сигнал на шине управления ШУ открывает ключи. В режиме записи на выходы D и \bar{D} подается прямое и инверсное значение записываемого бита от внешнего источника сигнала. В режиме чтения на выводах D и \bar{D} появляются сигналы, соответствующие состоянию триггера.

Ячейка DICE содержит 4 КМОП-вентилей (8 транзисторов $VT1 - VT8$) и 4 ключа ($VT9 - VT12$), связывающих ячейку с окружающей средой. Каждый транзистор схемы может находиться в двух состояниях: открыт (0) и закрыт (3). В режиме хранения информации сигнал на ШУ = 0 и ключи закрыты: $(VT9 - VT12) = (3333)$. Анализируя работу ячейки в режиме хранения, нетрудно убедиться, что она имеет 2 устойчивых состояния. Будем рассматривать уровни напряжения в точках A, B, C, D , соотнося их с логическим значением сигнала. В состоянии $ABCD = 0101$ транзисторы находятся в состоянии $\frac{VT5-VT8}{VT1-VT4} = \frac{3030}{0303}$, и это состояние устойчиво. Оно соответствует хранению «0». В состоянии $ABCD = 1010$ транзисторы находятся в состоянии $\frac{VT5-VT8}{VT1-VT4} =$

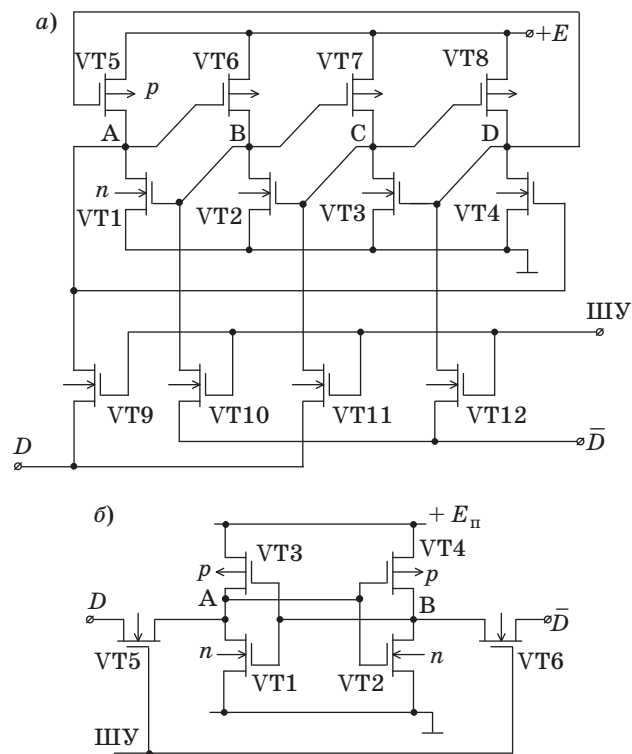


Рис. 4. Схемы радиационно-стойкой DICE (а) и ее прототипа, не защищенного от SEU (б)

$= \frac{0303}{3030}$. Это состояние также устойчиво и соответствует хранению «1». Сигнал на ШУ открывает ключи. В режиме записи на выходы D и \bar{D} подается прямое и инверсное значение записываемого бита от внешнего источника сигнала. В режиме чтения на выводах D и \bar{D} появляются сигналы, соответствующие состоянию триггера.

Рассмотрим процессы в схемах рис. 4, а и б в режиме хранения «0» при возникновении в точке А «ложного» импульса, связанного с попаданием радиоактивной частицы в нагрузочный транзистор первого вентилей.

В схеме рис. 4, б в состоянии хранения «0»: ШУ = 0, $(VT5 - VT6) = 33$, $AB = 01$, $\frac{VT3-VT4}{VT1-VT2} = \frac{30}{03}$. При попадании частицы в транзистор $VT3$ на выходе первого инвертора в точке А возникает «ложный» импульс: $A = 0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$. Этот импульс воздействует на $VT2$ и $VT4$: $VT2 = 3 \rightarrow 0$, $VT4 = 0 \rightarrow 3$, как следствие $B = 1 \rightarrow 0$, по цепи обратной связи это приводит к переключению первого вентилей: $(VT1, VT3) \rightarrow (30)$. Таким образом, триггер переключился в состояние «1». Произошел сбой.

В схеме рис. 4, а в состоянии хранения «0»: ШУ = 0, ключи $(VT9 - VT12) = 3333$, транзисторы $\frac{VT5-VT8}{VT1-VT4} = \frac{3030}{0303}$. Учитывая, что сопротивление открытого транзистора составляет примерно 100 Ом, а закрытого — 10^{12} Ом, $ABCD = 0101$. При попадании частицы в транзистор $VT5$ он открывается, и на выходе первого инвертора в точке А возникает «ложный» импульс: $A = 0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$. Этот импульс воздействует на транзисторы $VT6$ и $VT4$, находящиеся в разных инверторах. Транзисторы изменяют свои состояния: $\frac{VT5-VT8}{VT1-VT4} = \frac{3030}{0303} \rightarrow \frac{0330}{0300}$. Рассмотрим изменение состояний соответствующих инверторов: $(VT6, VT2) = 03 \rightarrow 33$. При этом паразитная емкость в точке В сохранит значение $B = 1$ на некоторое время, и воздействие дальше не передается. Под действием утечек напряжение в точке В будет уменьшаться: $B = 1 \rightarrow 0$. Инвертор $(VT8, VT4) = 03 \rightarrow 00$. Напряжение в точке D уменьшится, но не до 0. Этот спад напряжения воздействует на $VT3$, закрывая его, и на $VT5$, пытаясь открыть его. Последнее является положительной обратной связью, воздействие которой складывается с воздействием частицы. Итак, схема перейдет в состояние $\frac{VT5-VT8}{VT1-VT4} = \frac{0330}{0330}$. За счет паразитных емкостей вентилей 2 и 3 сохраняют на некоторое время свое состояние, а вентилей 1 и 4 находятся в неопределенном

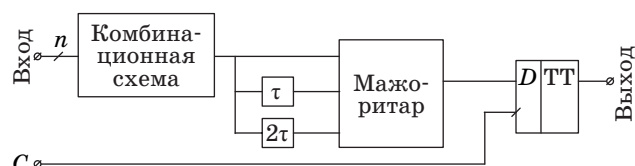
возбужденном состоянии. Все зависит от длительности импульса, вызванного эффектом SEE. Если длительность не велика (меньше времени разряда паразитной емкости на выходе второго инвертора), то схема придет в прежнее устойчивое состояние $ABCD = 0101$. Это — наиболее вероятный исход. Схемным способом подавлено воздействие эффекта SEE. Если энергия частицы велика, длительность «ложного» импульса превысит разряд паразитной емкости и разовьется регенеративный процесс, начало которого было описано, то схема придет в новое устойчивое состояние: $ABCD = 1010$. Это — сбой.

В результате проведенного анализа можно заключить, что предложенное в ячейке DICE решение является достаточно эффективным, но не гарантирует полного исключения сбоев SEU. Результаты тестирования показали, что при проектной норме 90 нм надежность триггеров, выполненных по технологии DICE, увеличивается в 10 раз. Также были предложены модификации DICE, имеющие большую избыточность и пониженное быстродействие. Но качественных улучшений они не дают. Поэтому необходимы дополнительные меры на более высоких уровнях организации систем.

Защита триггеров от SET

Все способы защиты отдельных триггеров от SET сводятся к фильтрации «ложных» импульсов на входах, т. е. основаны на временной избыточности.

Принцип подхода, обеспечивающего защиту от SET на входе триггера, показан на рис. 5. Имеется комбинационная схема, реализующая логику формирования сигнала, подаваемого на вход D триггера. В комбинационной схеме может возникнуть «ложный» сигнал из-за эффекта SET, который нужно подавить на пути распространения ко входу D . Для этого цепь передачи выходного сигнала комбинационной схемы разделяется на три ветви, причем во вторую ветвь включена задержка τ , в третью ветвь — задержка 2τ . Три ветви цепи передачи сигнала поступают на входы мажоритары, выходной сигнал которого равен совпадающим двум или трем сигналам на его входах. Таким образом, если задержка τ не меньше,



■ Рис. 5. Защита триггера от «ложных» импульсов SET

чем длительность «ложного» сигнала, этот сигнал будет подавлен. Данный метод чувствителен к сбоям на линии синхронизации C (см. рис. 5) и связан с увеличением площади схемы триггера примерно в 3 раза. Имеется также подход с названием CWSP, использующий те же идеи, отличающийся меньшей избыточностью.

Общий недостаток рассмотренных подходов и решений — ограниченная по времени защита от SET, уязвимость при малых проектных нормах и при множественных эффектах SEE.

Всем решениям на уровне запоминающих элементов свойственен еще один недостаток: они не позволяют зарегистрировать факт сбоя, выявить успешность или неуспешность его устранения. Соответственно, при изменении условий работы устройства или при деградации его параметров они не позволяют решить задачу своевременной реконфигурации до наступления отказа.

Заключение

На основе анализа проблемы повышения радиационной стойкости ИУС и аналитического обзора основных результатов по повышению радиационной стойкости элементов можно сделать следующие выводы.

1. Предложенные решения на уровне элементов дают эффект повышения радиационной стойкости, но не являются достаточными для построения отказоустойчивых систем. Они позволяют уменьшить интенсивность потока сбоев. И при существующих технологиях, особенно по мере дальнейшего уменьшения проектной нормы, актуальность дополнительных мер по обеспечению отказоустойчивости будет возрастать.

2. Интенсивности потока восстанавливаемых отказов при действии частиц высоких энергий во много (сотни) раз больше интенсивности невосстанавливаемых отказов. Поэтому основное внимание при проектировании систем следует уделять процессам восстановления узлов, в которых происходят сбои.

3. Для уменьшения интенсивности потока отказов типа SEL (сбой-защелкивание) следует использовать элементы, выполненные по технологии «кремний на изоляторе». При недоступности этой технологии необходимо на уровне системы предусмотреть средства контроля энергопотребления кристалла и оперативного отключения кристалла от источника питания при возникновении SEL. Для восстановления работоспособности системы необходима поддержка процесса реконфигурации с введением резервного кристалла.

4. При использовании структурного резервирования узлов системы помимо задачи блокиро-

вания распространения отказа в пределах узла и обеспечения непрерывной работоспособности системы необходимо обеспечить возможность восстановления отказавшего экземпляра узла, а также функцию получения информации о потоке отказов и передачи ее на более высокий уровень организации системы.

5. При проектировании отказоустойчивых ИУС для выбора оптимального варианта необходимо оценивать все три общетехнических показателя: стоимость, производительность и надежность. Структурное резервирование можно выполнять на разных уровнях функциональной организации. Это порождает множество вариантов, отличающихся по всем трем показателям. При оценках надежности вариантов необходимо учитывать не только поток отказов, но и поток восстановлений. При организации восстановлений для систем реального времени необходимо учитывать цикличность процессов на уровне регистровых передач, команд, программ. Параметры потока

восстановления различны для различных циклов, и при проектировании ими можно управлять. При этом приходится учитывать особенности конкретных систем.

6. Следует отметить, что чем выше уровень организации систем и процессов, тем больше сказывается специфика конкретных систем. Поэтому наиболее общие решения по повышению радиационной стойкости возможны на уровне технологии изготовления полупроводниковых структур и на уровне библиотеки элементов. Но это не решает проблему, хотя и вносит ощутимый вклад. Объектом получения общезначимых результатов на более высоких уровнях организации, где сказывается специфика систем, являются методология, методики и инструментальные средства, поддерживающие процесс проектирования и создания отказоустойчивых систем. На кафедре компьютерных систем и программных технологий СПбГПУ ведутся исследования и разработки в этом направлении.

Литература

1. Юдинцев В. Радиационно-стойкие интегральные схемы, надежность в космосе и на земле // Электроника: НТБ. 2007. № 5. С. 72–77.
2. Гобчанский О., Попов В., Николаев Ю. Повышение радиационной стойкости промышленных средств автоматики в составе бортовой аппаратуры // Современные технологии автоматизации. 2001. № 4. С. 28–34.
3. Baumann R. Soft Errors in Commercial Integration Integrated Circuits // International Journal High Speed Electronics and Systems. 2004. Vol. 14. N 2. P. 299–309.
4. Gaillard R. Single Event Effects: Mechanisms and Classification // Frontiers in Electronic Testing. 2011. Vol. 41. P. 27–54.
5. Чумаков А. И. Прогнозирование локальных радиационных эффектов в ИС при воздействии факторов космического пространства // Микроэлектроника. 2010. Т. 39. № 2. С. 85–90.
6. Fan Wang, Agrawal V. D. Single Event Upset: An Embedded Tutorial // 21st Intern. Conf. on VLSI Design. 2008. P. 429–434.
7. Wirth G. Single Event Transients in Logic Circuits — Load and Propagation Induced Pulse Broadening // IEEE Transactions on Nuclear Science. 2008. Vol. 55. N 6. P. 2928–2935.
8. Koons H. C. et al. The impact of the space environment on space systems // Technical Report, AD-A376872; TR-99(1670)-1; SMC-TR-00-10 EL Segundo Technical Operations. <http://adsabs.harvard.edu/abs/1999STIN...0069036K> (дата обращения: 30.01.2012).
9. James W., Howard Jr. Total Dose and Single Event Effects Testing of the Intel Pentium III (P3) and AMD K7 Microprocessors // IEEE Radiation Effects Data Workshop. 2001. P. 38–47.
10. Nguyen D. N., Scheick L. Z. TID, SEE and Radiation Induced Failures in Advanced Flash Memories // IEEE Radiation Effects Data Workshop. 2003. P. 18–23.
11. Kenneth A. Considerations for a Proton Single Event Effects (SEE) Guideline // NASA/GSFC 6th Spacecraft Charging Technology Conf. 2000. P. 7–11.
12. Weaver H. et al. An SEU Tolerant Memory Cell Derived from Fundamental Studies of SEU Mechanisms in SRAM // IEEE Transactions on Nuclear Science. 1987. Vol. 34. P. 1281–1286.
13. Benedetto J. et al. Heavy ion-induced digital single-event transients in deep submicron Processes // IEEE Transactions on Nuclear Science. 2004. Vol. 51. P. 3480–3485.

УДК 681.5.013

СИНТЕЗ НЕПРЕРЫВНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПРИ СЛУЧАЙНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ

А. Е. Крук,

младший научный сотрудник

Институт компьютерной безопасности вычислительных систем и сетей, г. Санкт-Петербург

Л. А. Осипов,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматривается метод параметрического синтеза непрерывных нелинейных систем автоматического управления при случайных воздействиях. Параметры системы определяются из условия приближенной минимизации интегральной случайной ошибки воспроизведения системой заданного движения при безусловном обеспечении абсолютной устойчивости системы. В качестве математического аппарата используется обращение прямого вариационного метода анализа (метода ортогональных проекций) на решение задачи синтеза.

Ключевые слова — нелинейные системы управления, случайные процессы, абсолютная устойчивость, параметрический синтез, вариационные методы, нелинейное программирование.

Введение

Многие направления в науке и технике требуют создания новых, более совершенных систем автоматического управления (САУ), динамика которых описывается нелинейными дифференциальными уравнениями высокого порядка.

Существующие методы синтеза нелинейных систем управления либо ограничены в применении довольно простыми системами невысокого порядка, либо имеют ряд серьезных ограничений и недостатков, которые позволяют применять их только к определенным классам нелинейных систем.

Поэтому одной из важнейших задач является разработка численных методов синтеза нелинейных САУ и создание на их основе алгоритмов и программ, имеющих единую методологическую основу для систем различных порядков и структур [1].

Постановка задачи синтеза и общая схема решения

Задача синтеза решается в следующей постановке. Структура нелинейной САУ предполагается заданной. Часть параметров системы также известна. Параметры изменяемой части САУ могут варьироваться в определенных пределах. Варьируемые параметры системы c_k , $k = 1, \dots, m$,

подлежат определению из условия приближенной минимизации интегральной случайной ошибки воспроизведения системой заданного движения [2]. Минимизация случайной ошибки осуществляется при безусловном обеспечении абсолютной устойчивости системы и ограничений, накладываемых на варьируемые параметры.

Приведем общую схему решения задачи параметрического синтеза САУ с одним нелинейным элементом методом ортогональных проекций. Будем предполагать, что входное воздействие $g(t)$ представляет собой сумму среднего значения $\bar{g}(t)$ и случайной стационарной помехи $\delta g(t)$:

$$g(t) = \bar{g}(t) + \delta g(t).$$

Уравнение движения такой нелинейной системы будет описываться уравнением

$$\begin{aligned} Q(p, c_k)x(t) + R(p, c_k)y(t) &= \\ &= S(p, c_k)\bar{g}(t) + S(p, c_k)\delta g(t), \\ y(t) &= F[x(t)], \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} Q(p, c_k) &= \sum_{i=0}^n a_i(c_k)p^i; \\ R(p, c_k) &= \sum_{j=0}^u b_j(c_k)p^j; \\ S(p, c_k) &= \sum_{v=0}^v e_v(c_k)p^v; \end{aligned}$$

p — оператор обобщенного дифференцирования.

Требуется определить параметры системы c_k из условия воспроизведения в системе желаемого переходного процесса $x_0(t)$ с минимальной интегральной случайной ошибкой.

Задачу синтеза параметров нелинейной САУ рассмотрим при среднем внешнем воздействии $\bar{g}(t) = H1(t)$ и нулевых начальных условиях для времени $t = -0$, т. е. нулевых начальных условиях до приложения к системе скачкообразного воздействия величины H :

$$x_{-0} = 0, \dot{x}_{-0} = 0, \dots, x_{-0}^{(n-1)} = 0.$$

Из необходимости обеспечения устойчивости системы можно получить второй набор граничных условий:

$$x(\infty) = H_0, \dot{x}(\infty) = 0, \dots, x^{(n-1)}(\infty) = 0,$$

где H_0 определяется статизмом системы.

Зададимся системой линейно-независимых непрерывно дифференцируемых координатных функций $\varphi_q(t)$, $q = 1, \dots, m$, удовлетворяющих нулевым граничным условиям:

$$\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots, \varphi_m(t).$$

В соответствии с требуемыми показателями качества зададимся желаемым переходным процессом $x_0(t)$ в виде

$$x_0(t) = W_0(t) + \sum_{i=1}^l a_i W_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, l,$$

где $W_0(t) = w_0(t)1(t)$ — функция, удовлетворяющая заданным граничным условиям; $W_i = w_i(t)1(t)$ — функции, удовлетворяющие нулевым граничным условиям; a_i — набор постоянных коэффициентов.

Подставим желаемый процесс в уравнение движения системы и образуем невязку $\Psi(c_k, t)$:

$$\Psi(c_k, t) = S(p, c_k)\bar{g}(t) + S(p, c_k)\delta g(t) - R(p, c_k)F[x_0(t)] - Q(p, c_k)x_0(t).$$

Варьируемые параметры c_k , $k = 1, \dots, m$, определяются из условия ортогональности невязки $\Psi(c_k, t)$ координатным функциям $\varphi_q(t)$:

$$\int_0^\infty \Psi(c_k, t)\varphi_q(t)dt = 0, \quad q = 1, 2, \dots, m. \quad (1)$$

Таким образом, прямой вариационный метод ортогональных проекций обращается на решение задачи параметрического синтеза системы.

Если предположить, что система с синтезированными параметрами c_k будет устойчива, то, решая полученную систему из m алгебраических уравнений (1), определяем искомые параметры c_k .

Построение желаемого переходного процесса, выбор координатных функций

При синтезе системы с заданными переходными характеристиками необходимо задать желаемый процесс, к которому нужно осуществлять приближение.

В первом приближении в качестве такого процесса можно взять процесс, протекающий в системе второго порядка (затухающая гармоника или сумма двух экспонент), что равносильно аппроксимации системы звеном второго порядка или иначе — аппроксимации сложного процесса основной составляющей второго порядка. В ряде случаев для сложных нелинейных систем может понадобиться задать более сложный процесс высокого порядка.

В работах [3, 4] приводится построение желаемого процесса на выходе системы в виде процесса второго порядка

$$z_0(t) = [H - H^*e^{-\alpha t}\cos(\beta t - \varphi_0)]1(t), \quad (2)$$

где $H^* = \frac{H}{\cos\varphi_0}$.

Для дальнейших вычислений желаемый процесс (2) удобно привести к экспоненциальной форме. После разложения косинуса по формуле косинуса суммы получим

$$z_0(t) = [H - (B\cos\beta t + C\sin\beta t)e^{-\alpha t}]1(t),$$

где $B = H^*\cos\varphi_0$; $C = H^*\sin\varphi_0$.

После использования формул Эйлера и упрощения выражения желаемый процесс принимает вид

$$z_0(t) = [H - c_1e^{-(\alpha - i\beta)t} + c_2e^{-(\alpha + i\beta)t}]1(t),$$

где $c_1 = \frac{B}{2} + \frac{C}{2i}$; $c_2 = \frac{B}{2} - \frac{C}{2i}$.

Для повышения точности при синтезе сложных нелинейных САУ высоких порядков задается желаемый процесс порядка z , который можно представить в виде алгебраической суммы:

$$z_0(t) = \left[H - \sum_{s=1}^z (c_{s1}e^{-(\alpha_s - i\beta_s)t} + c_{s2}e^{-(\alpha_s + i\beta_s)t}) \right] 1(t), \quad (3)$$

где

$$\sum_{s=1}^z (c_{s1} + c_{s2}) = H.$$

Система из m непрерывно дифференцируемых линейно-независимых координатных функций выбирается в виде ряда экспонент

$$e^{-\alpha_1 t}, e^{-\alpha_2 t}, \dots, e^{-\alpha_m t}. \quad (4)$$

Из практики применения данного подхода коэффициент затухания α_1 этого ряда целесообразно выбирать в виде

$$\alpha_1 \approx \alpha \approx \frac{k}{T},$$

где $3 \leq k \leq 4$; T — заданное время переходного процесса, а остальные коэффициенты следует выбрать так, чтобы время затухания любой из этих экспонент было бы меньше времени затухания первой. Как показывает практика применения метода ортогональных проекций, наименьшая ошибка воспроизведения системой желаемого процесса получается при выборе коэффициентов затухания ряда в виде геометрической прогрессии со знаменателем, равным двум:

$$\alpha_q = \alpha_1 r^{q-1} = \alpha_1 2^{q-1}.$$

Кусочно-линейная аппроксимация характеристик нелинейных элементов

Точный учет характеристик нелинейности приводит к значительному усложнению расчета. Часто бывает целесообразнее провести аппроксимацию характеристик элементов системы прямолинейными отрезками, т. е. использовать кусочно-линейную аппроксимацию.

Каждый отрезок кусочно-линейной функции может быть записан по формуле

$$c_i x + b_i = F_i(x), \quad x_i < x < x_{i+1}, \quad i = 1, \dots, r,$$

так как является элементом прямой. Тогда можно записать кусочно-линейную функцию в виде

$$F(x) = c_1 x + b_1 + ((c_2 - c_1)x + (b_2 - b_1))\Theta(x - x_1) + \dots = c_1 x + b_1 + \sum_{i=1}^r ((c_{i+1} - c_i)x + (b_{i+1} - b_i))\Theta(x - x_i).$$

В итоге

$$F(x) = \sum_{i=0}^r (C_i x + B_i)\Theta(x - x_i).$$

Пусть на входе нелинейного элемента действует некоторая непрерывная функция времени $x(t)$, соответствующая переходному процессу. Используя полученное выражение для кусочно-линейной аппроксимации характеристик нелинейного элемента, запишем аналитическое выражение для выходной функции $y(t) = F[x(t)]$:

$$F[x(t)] = \sum_{i=0}^r (C_i x(t) + B_i)\Theta(t - t_i),$$

где t_i — моменты переключения нелинейности.

При случайном входном сигнале под моментами переключения нелинейного элемента будем понимать такие моменты времени, в которые вероятность переключения нелинейного элемента с одного линейного участка на другой максимальна. Эти моменты определяются из условия совпадения математического ожидания $\bar{x}(t)$ случайного процесса на входе нелинейного элемента

с координатой точки излома характеристики этого нелинейного элемента.

Применение кусочно-линейной аппроксимации допустимо не для любого случайного входного сигнала, имеющего математическое ожидание $\bar{x}(t)$. При больших значениях дисперсии реализации случайного процесса могут с большой вероятностью находиться на двух (а иногда и более) линейных участках представления нелинейного элемента, что при использовании кусочно-линейной аппроксимации приведет к появлению существенной погрешности. Оценить эффективность применения данной аппроксимации при случайном процессе на входе нелинейного элемента можно следующим образом. На всех интервалах времени между моментами переключения нелинейности средняя вероятность нахождения случайного процесса на одном линейном участке аппроксимации нелинейного элемента должна не менее чем на порядок превышать данный показатель для любого другого участка нелинейного элемента (на данном временном интервале).

Под средней на интервале времени t_i, t_{i+1} вероятностью нахождения случайного процесса на участке $b_i < \bar{x}(t) \leq b_{i+1}$ понимается интеграл

$$\Xi_i = \frac{1}{t_{i+1} - t_i} \int_{t_i}^{t_{i+1}} P(t) dt = \frac{1}{t_{i+1} - t_i} \int_{t_i}^{t_{i+1}} \left[\Phi\left(\frac{b_{i+1} - \bar{x}(t)}{\sigma(t)}\right) - \Phi\left(\frac{b_i - \bar{x}(t)}{\sigma(t)}\right) \right] dt,$$

где $P(t)$ — вероятность того, что случайный процесс на входе нелинейного элемента находится в интервале $(b_i, b_{i+1}]$; $\Phi(\cdot)$ — интеграл вероятности; $\sigma(t)$ — среднеквадратическое отклонение случайного процесса.

В случае невыполнения сформулированного выше условия кусочно-линейная аппроксимация нелинейного элемента является нецелесообразной. Тогда необходимо использовать статистическую линеаризацию нелинейного элемента.

Синтез параметров нелинейных САУ

Задача синтеза решается при технических ограничениях на значения варьируемых параметров

$$c_k^- \leq c_k \leq c_k^+, \quad (5)$$

где c_k^- — минимальные, а c_k^+ — максимальные возможные значения варьируемых параметров c_k ; на абсолютную устойчивость системы

$$S(\omega^2) \geq 0, \quad (6)$$

здесь $S(\omega^2)$ — критерий устойчивости В. М. Попова, представленный в алгебраической форме [3],

и при ограничении на грубость системы по варьируемому параметрам

$$\Delta = \frac{\delta c_k}{c_k} \leq \Delta^0, \quad (7)$$

где δc_k — вариации параметров, в пределах которых обеспечивается абсолютная устойчивость системы; Δ^0 — заданное значение грубости системы.

Пусть система управления содержит один кусочно-линейный элемент или нелинейный элемент, допускающий кусочно-линейную аппроксимацию. Уравнение динамики такой кусочно-линейной системы, записанное относительно координаты ошибки, имеет вид

$$\begin{aligned} Q(p, c_k)x(t) + R(p, c_k)y(t) &= \\ = Q(p, c_k)\bar{g}(t) + Q(p, c_k)\delta g(t), & \\ y(t) = F[x(t)]. & \end{aligned} \quad (8)$$

В соответствии с заданными показателями качества переходного режима зададимся желаемым процессом на выходе системы в виде (3). Тогда желаемый сигнал ошибки будет определяться выражением

$$\begin{aligned} x_0(t) = \sum_{s=1}^z \left(c_{s1} e^{-(\alpha_s - i\beta_s)t} + \right. \\ \left. + c_{s2} e^{-(\alpha_s + i\beta_s)t} \right) \mathbf{1}(t) + \delta g(t). \end{aligned} \quad (9)$$

Подставим желаемый процесс (9) в уравнение движения (8) и образуем невязку

$$\begin{aligned} \Psi(c_k, t) = Q(p, c_k)\bar{g}(t) + Q(p, c_k)\delta g(t) - \\ - R(p, c_k)F[x_0(t)] - Q(p, c_k)x_0(t). \end{aligned}$$

Зададимся системой координатных функций $\varphi_k(t)$ в виде (4). Потребуем ортогональности невязки координатным функциям, в результате получим систему уравнений вида

$$\begin{aligned} \int_0^\infty \Psi(c_k, t)\varphi_q(t)dt = \int_0^\infty Q(p, c_k)\bar{g}(t)e^{-\alpha_q t} dt + \\ + \int_0^\infty Q(p, c_k)\delta g(t)e^{-\alpha_q t} dt - \int_0^\infty R(p, c_k)F[x_0(t)] \times \\ \times e^{-\alpha_q t} dt - \int_0^\infty Q(p, c_k)x_0(t)e^{-\alpha_q t} dt = 0. \end{aligned}$$

Получим аналитическое значение для каждого из этих интегралов. Для этого найдем значения для свободных членов полиномов $Q(p, c_k)$ и $R(p, c_k)$ и определим оставшиеся члены с учетом свойств преобразования Лапласа. Случайное возмущение $\delta g(t)$ представим в виде канонического разложения [5], ограничивая его первыми $2N$ членами:

$$\delta g(t) = \sum_{i=-N}^N V_i e^{-\delta_i t},$$

где V_i — центрированные случайные величины.

$$1. \int_0^\infty a_0 \bar{g}(t)\varphi_q(t)dt = a_0 \bar{g}(t) \frac{e^{-\alpha_q t}}{-\alpha_q} \Big|_0^\infty = \frac{a_0 \bar{g}(t)}{\alpha_q},$$

тогда

$$\int_0^\infty Q(p, c_k)\bar{g}(t)e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{i=0}^n \left(a_i \bar{g}(t)\alpha_q^{i-1} \right).$$

$$\begin{aligned} 2. \int_0^\infty a_0 \delta g(t)\varphi_q(t)dt = \sum_{i=-N}^N \int_0^\infty a_0 V_i e^{(-\delta_i - \alpha_q)t} dt = \\ = \sum_{i=-N}^N \frac{a_0 V_i}{\delta_i + \alpha_q}, \end{aligned}$$

откуда

$$\int_0^\infty Q(p, c_k)\delta g(t)e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{j=0}^n \left(\sum_{i=-N}^N \frac{a_j V_i}{\delta_i + \alpha_q} \alpha_q^j \right).$$

$$\begin{aligned} 3. \int_0^\infty a_0 x_0(t)\varphi_q(t)dt = a_0 \int_0^\infty \left(\sum_{s=1}^z \left(c_{1s} e^{-(\alpha_s - i\beta_s)t} + \right. \right. \\ \left. \left. + c_{2s} e^{-(\alpha_s + i\beta_s)t} \right) + \delta g(t) \right) \varphi_q(t) dt. \end{aligned}$$

Вычислим по отдельности значения интеграла для постоянной составляющей

$$\begin{aligned} \int_0^\infty a_0 \left(\sum_{s=1}^z \left(c_{1s} e^{-(\alpha_s - i\beta_s)t} + c_{2s} e^{-(\alpha_s + i\beta_s)t} \right) \right) \varphi_q(t) dt = \\ = a_0 \left(\sum_{s=1}^z \left(\frac{c_{1s}}{(\alpha_s + \alpha_q - i\beta_s)} + \frac{c_{2s}}{(\alpha_s + \alpha_q + i\beta_s)} \right) \right) \end{aligned}$$

и случайного возмущения

$$\begin{aligned} \int_0^\infty a_0 \delta g(t)\varphi_q(t)dt = \sum_{i=-N}^N \int_0^\infty a_0 V_i e^{(-\delta_i - \alpha_q)t} dt = \\ = \sum_{i=-N}^N \frac{a_0 V_i}{\delta_i + \alpha_q}. \end{aligned}$$

Сложив и обобщив эти результаты, получим

$$\begin{aligned} \int_0^\infty Q(p, c_k)x_0(t)e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{j=0}^n a_j \left(\sum_{i=-N}^N \frac{V_i}{\delta_i + \alpha_j} + \right. \\ \left. + \sum_{s=1}^z \left(\frac{(\alpha_s + \alpha_q)\cos\varphi_s + \beta_s \sin\varphi_s}{(\alpha_s + \alpha_q)^2 + \beta_s^2} \right) \alpha_q^j \right). \end{aligned}$$

4. Используя кусочно-линейное представление нелинейного элемента, получим

$$\begin{aligned} \int_0^\infty b_0 F[x_0(t)]\varphi_q(t)dt = \int_0^\infty b_0 \sum_{i=1}^r \left(B_i + C_i \times \right. \\ \left. \times \left(\sum_{s=1}^z \left(c_{1s} e^{-(\alpha_s - i\beta_s)t} + c_{2s} e^{-(\alpha_s + i\beta_s)t} + \delta g(t) \right) \right) \right) \times \\ \times \mathbf{1}(t - t_i) e^{-\alpha_q t} dt. \end{aligned}$$

Далее вычислим значения интеграла для постоянной составляющей и случайного возмущения:

— для постоянной составляющей

$$\begin{aligned} \int_0^\infty b_0 \sum_{i=1}^r \left(B_i + C_i \left(\sum_{s=1}^z \left(c_{1s} e^{-(\alpha_s - i\beta_s)t} + \right. \right. \right. \\ \left. \left. + c_{2s} e^{-(\alpha_s + i\beta_s)t} \right) \right) \mathbf{1}(t - t_i) e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{i=1}^r b_0 \int_{t_i}^\infty \times \\ \times \left(B_i e^{-\alpha_q t} + C_i \sum_{s=1}^z \left(c_{1s} e^{-(\alpha_s - i\beta_s)t} + c_{2s} e^{-(\alpha_s + i\beta_s)t} \right) \right) \times \\ \times e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{i=1}^r \left(b_0 \frac{B_i}{\alpha_q} + C_i b_0 \sum_{s=1}^z \times \right. \\ \left. \times \left(\frac{c_{1s} e^{-(\alpha_s + \alpha_q - i\beta_s)t_i}}{\alpha_s + \alpha_q - i\beta_s} + \frac{c_{2s} e^{-(\alpha_s + \alpha_q + i\beta_s)t_i}}{\alpha_s + \alpha_q + i\beta_s} \right) \right); \end{aligned}$$

используя формулы Эйлера, получим

$$\sum_{i=1}^r \left\{ b_0 \frac{B_i}{\alpha_q} e^{-\alpha_q t_i} + C_i b_0 \sum_{s=1}^z \times \left(\frac{2e^{(\alpha_s + \alpha_q)t_i}}{(\alpha_s + \alpha_q)^2 + \beta_s^2} ((\alpha_s + \alpha_q) \cos(\beta_s t_i + \varphi_s) - \beta_s \sin(\beta_s t_i + \varphi_s)) \right) \right\};$$

— для случайного возмущения имеем

$$\begin{aligned} & \int_0^\infty b_0 \sum_{i=1}^r C_i \delta g(t) \mathbf{1}(t - t_i) e^{-\alpha_q t} dt = \\ & = b_0 \sum_{i=1}^r C_i \int_{t_i}^\infty \left(\sum_{j=-N}^N V_j e^{-\delta_j t} \right) e^{-\alpha_q t} dt = \\ & = b_0 \sum_{i=1}^r C_i \sum_{j=-N}^N V_j \int_{t_i}^\infty e^{-\delta_j t - \alpha_q t} dt = \\ & = b_0 \sum_{i=1}^r C_i \sum_{j=-N}^N V_j \frac{e^{-\delta_j t_i - \alpha_q t_i}}{-\delta_j - \alpha_q} \Big|_{t_i}^\infty = \\ & = b_0 \sum_{i=1}^r C_i \sum_{j=-N}^N V_j \frac{e^{-\delta_j t_i - \alpha_q t_i}}{\delta_j + \alpha_q}. \end{aligned}$$

В итоге получаем

$$\begin{aligned} & \int_0^\infty R(p, c_k) F[x_0(t)] e^{-\alpha_q t} dt = \\ & = \sum_{i=0}^u \sum_{j=1}^r b_i \left(\frac{B_j}{\alpha_q} e^{-\alpha_q t_j} + C_j \sum_{z=-N}^N V_z \frac{e^{-\delta_z t_i - \alpha_q t_i}}{\delta_z + \alpha_q} + \right. \\ & \left. + C_j \sum_{s=1}^z \left(\frac{2e^{\alpha_s + \alpha_q}}{(\alpha_s + \alpha_q)^2 + \beta_s^2} ((\alpha_s + \alpha_q) \cos(\beta_s t_j + \varphi_s) - \beta_s \sin(\beta_s t_j + \varphi_s)) \right) \right) \alpha_q^i. \end{aligned}$$

Полученные рекуррентные соотношения позволяют свести операцию интегрирования к простым арифметическим операциям, значительно ускоряя процесс вычислений.

Поскольку задача синтеза решается при ограничениях (5)–(7), безусловная ортогональность

невязки координатным функциям, как правило, достигнута не будет.

Поэтому параметры c_k определяются из условия минимизации целевой функции J :

$$J = \sum_{q=1}^m \left(\int_0^\infty \Psi(c_k, t) e^{-\alpha_q t} dt \right)^2 \quad (10)$$

при ограничениях, наложенных на значения варьируемых параметров c_k (5), абсолютную устойчивость системы (критерий Попова) (6), грубость системы по параметрам c_k (7). Таким образом, ортогональность невязки координатным функциям будет обеспечиваться приближенно.

Для решения данной задачи нелинейного программирования ввиду сложности ограничений и целевой функции применение градиентных методов является нецелесообразным. Поэтому для минимизации (10) используются методы случайного поиска, не требующие информации о производных от целевой функции и ограничений.

Заключение

Разработан метод синтеза параметров непрерывных нелинейных САУ высоких порядков при случайных возмущениях. Параметры системы определяются из условия приближенного обеспечения заданных показателей качества переходного процесса при минимизации случайной помехи. Безусловно обеспечивается устойчивость системы и грубость по варьируемым параметрам.

Задача синтеза сводится к задаче нелинейного программирования, в которой целевая функция построена на основе метода ортогональных проекций. Минимизация целевой функции позволяет оптимизировать интегральную случайную ошибку воспроизведения в системе заданного движения. Получены рекуррентные соотношения, которые позволили полностью алгебраизировать единообразную вычислительную процедуру решения задачи синтеза нелинейных САУ высоких порядков различной структуры.

Литература

1. Погонин В. А., Оневский П. М., Третьяков А. А., Иванов А. М. Прогнозирующие алгоритмы управления динамическими объектами // Информационно-управляющие системы. 2012. № 1. С. 27–32.
2. Миронов В. И., Миронов Ю. В., Юсупов Р. М. Метод наименьших квадратов в задачах комплексного вариационного оценивания состояния нелинейных динамических систем и параметров моделей изменений // Информационно-управляющие системы. 2011. № 6. С. 54–57.
3. Анализ и оптимальный синтез на ЭВМ систем управления / Под ред. А. А. Воронова и И. А. Огурка. — М.: Наука, 1984. — 344 с.
4. Алгоритмы динамического синтеза нелинейных автоматических систем / Под ред. А. А. Воронова. — СПб.: Энергоатомиздат, 1992. — 333 с.
5. Пугачев В. С. Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления. — М.: Физматгиз, 1962. — 780 с.

УДК 004.416.3+004.4'242

АВТОМАТИЗАЦИЯ РЕИНЖИНИРИНГА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПРИ ПОРТИРОВАНИИ НА НОВЫЕ БИБЛИОТЕКИ С ПОМОЩЬЮ ЧАСТИЧНЫХ СПЕЦИФИКАЦИЙ

В. М. Ицыксон,

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет

Рассматривается подход к реинжинирингу программ, основанный на использовании частичных спецификаций библиотек. Описываются семантические примитивы для задания спецификаций библиотек, рассматриваются способы задания спецификации видимого поведения библиотек. Процесс реинжиниринга программы автоматизируется с помощью алгоритма, который проверяет совместимость двух библиотек, анализирует семантику исходной и целевой библиотек и производит преобразование программы путем выражения интерфейса старой библиотеки в терминах новой.

Ключевые слова — библиотека, частичная спецификация, семантика программы, реинжиниринг программ, портирование.

Введение

Одной из частых задач, встающих перед разработчиками программного обеспечения (ПО), является перенос существующих программ в окружение, использующее новые библиотеки. С точки зрения программной системы любой такой перенос является реинжинирингом, выражающимся в частичной переработке программы. При реинжиниринге модификации подвергаются те части программы, которые непосредственно взаимодействуют с библиотекой.

Рассмотрим подробнее ситуации, в которых разработчику требуется проводить реинжиниринг программ.

Задачи переноса программ в новое библиотечное окружение

Задача портирования в новую операционную систему (ОС) встает перед разработчиком, когда имеется приложение, функционирующее под управлением одной ОС (например, Windows), которое требуется запускать в другой ОС (например, Linux). Обычно API библиотек в разных ОС отличаются, а сами библиотеки имеют разное функциональное наполнение.

В качестве примера рассмотрим перенос программы, осуществляющей сетевой обмен с помощью сокетов, из ОС Linux в Windows. Отличие

двух программ на языке C состоит в разном программном интерфейсе библиотек BSD-sockets и WinSock. Если не вдаваться в глубокую детализацию, то модификация программы заключается в замене заголовочных файлов; в добавлении функций WSASStartup и WSACleanup, инициализирующих и выгружающих библиотеку WinSock; в изменении некоторых функций API (closesocket вместо close и т. п.) и в изменении некоторых типов данных.

Задача адаптации приложения на новую аппаратную платформу возникает, когда программа, функционирующая на одной платформе (например, Intel x86), должна быть адаптирована для работы в другой платформе (например, на Apple iPhone). Адаптация заключается в интеграции программы с библиотеками, поддерживающими новую аппаратуру.

Задача перехода на новую версию библиотек появляется при выпуске разработчиками новых версий своих продуктов, которые реализуют новую функциональность или содержат исправления ошибок. Часто новые версии используют измененный программный интерфейс, который не полностью совместим с предыдущими версиями. Особенно часто такая ситуация проявляется при изменении старших (major) номеров версий библиотек.

Задача перехода на альтернативные библиотеки встает, когда для достижения поставленной

цели требуется частично модифицировать приложение, и функции, ранее реализованные с использованием одних подходов и библиотек, должны быть переписаны с использованием других. Примерами таких задач являются переход с использования мьютексов на использование семафоров, миграция с библиотеки GTK+ на QT или замена многопроцессного приложения многопоточным.

Переход на безопасные версии библиотек требуется из-за проблем некоторых стандартных библиотек языка C, когда их использование может быть причиной наличия уязвимостей в программах. Одним из подходов, решающих эту проблему, является переход на безопасные версии библиотек.

При миграции на другой язык программирования стоят две задачи: замена конструкций одного языка программирования на соответствующие конструкции другого и замена одной библиотеки на другую. Вторая задача является значительно более сложной, так как библиотечных функций намного больше, чем языковых конструкций, и их семантика обычно существенно сложнее.

Перечисленные ситуации показывают необходимость разработки подходов, позволяющих частично или полностью автоматизировать процесс портирования программы. Наиболее актуально это для языков программирования C и C++, компиляторы которых существуют практически для всех ОС, и с помощью которых реализован огромный объем программного кода.

Стандартные пути проведения портирования

Обычно перечисленные выше задачи решаются программистами вручную. При этом используется один из следующих подходов.

Ручное портирование приложения предполагает переход на новые библиотеки путем последовательной замены элементов старой библиотеки новыми. Этот подход является ресурсозатратным и требует длительной отладки и глубокого тестирования преобразованной программы.

При *портировании с использованием макроопределений* вызовы функций оформляются в виде макроопределений препроцессора (или макросов), настройка которых под конкретную библиотеку (макроподстановка) происходит с помощью условной компиляции на стадии препроцессирования. Существенное ограничение подхода связано с его применимостью только в случае, когда библиотеки отличаются лишь сигнатурами функций.

При *портировании с помощью создания промежуточного программного слоя* взаимодействие с новой библиотекой реализуется через функции-заглушки, сохраняющие синтаксис вызова старой библиотеки и содержащие вызовы функций

новой. Такой подход наиболее прост в отладке, но накладывает ограничения на степень отличия библиотек друг от друга и требует повторного создания промежуточного слоя при новом портировании.

Все указанные подходы являются ручными и требуют проведения множества рутинных операций, в то время как задача переноса приложений может неоднократно повторяться для разных программ, при этом во всех случаях требуется проведение однотипного реинжиниринга, при котором операции модификации больше зависят от интерфейсов библиотек, чем от преобразуемой программы. Таким образом, задача автоматизации реинжиниринга программ при переносе в новые библиотеки является актуальной.

Постановка задачи

Насущность задачи трансформации программ при решении задач портирования приводит к следующей постановке задачи исследования. Необходимо разработать технологию реинжиниринга ПО, автоматизирующую процесс преобразования программы, использующей исходную библиотеку, в новую программу, использующую целевую библиотеку. Технология должна базироваться на формальных спецификациях обеих библиотек и обеспечивать автоматизированную трансформацию исходной программы, основанную на анализе таких спецификаций.

Полученные результаты

В рамках данной работы получены следующие основные результаты:

- определены и классифицированы способы взаимодействия программы с библиотечным окружением;
- предложен формальный аппарат для описания структуры и поведения библиотек;
- предложена методика автоматизированной трансформации программ при портировании в новое библиотечное окружение.

Существующие подходы к проблеме автоматизации реинжиниринга

Задача портирования приложений на основе семантических представлений библиотек в общем виде в настоящий момент не решена, и отсутствуют публикации на эту тему. Однако существуют смежные области, в которых также используются механизмы автоматизированной трансформации программ для решения других задач реинжиниринга. Рассмотрим ключевые группы имеющихся подходов.

Основные достижения в области трансформации приложений связаны с развитием *синтакси-*

ческих подходов, использующих синтаксические свойства программ: шаблонные преобразования и перезапись термов.

В *подходах, основанных на шаблонах*, по исходному коду программы строится модель, определяются шаблоны кода, используемые при поиске и трансформации. Далее осуществляется обнаружение участков кода по шаблону и применение трансформаций. Различаются подходы используемыми моделями, языком описания шаблонов и способом задания трансформаций. Примерами таких средств являются InjectJ [1] — система преобразования кода на языке Java, технология модификации программ на основе шаблонов [2] и система ReSharper [3]. Все эти подходы являются сугубо синтаксическими и ограничены необходимостью создания отдельных шаблонов для каждого преобразования.

Многие синтаксические подходы основаны на использовании *правил перезаписи* (rewriting rules), поддержанных мощными языками трансформаций. Абстрактная система перезаписи [4] включает множество объектов, над которыми выполняется перезапись, и множество отношений, которые задают возможные преобразования элементов из множества друг в друга.

Развитием подхода правил перезаписи является концепция *стратегий перезаписи* (rewriting strategies) [5]. Данная концепция легла в основу языка трансформации Stratego, реализованного в рамках системы Stratego/XT [6]. В качестве модели программы, над которой выполняется трансформация, используется система аннотированных термов — вариант абстрактных синтаксических деревьев, в которой элементы дерева могут содержать аннотации, дополняющие синтаксическую информацию о программе семантической, которая затем может использоваться в правилах перезаписи.

Еще одним представителем этой группы подходов является язык TXL, предназначенный для разработки различных систем трансформации программ [7]. В основе TXL лежит система перезаписи термов, работа с которой осуществляется при помощи специального функционального языка. Все правила перезаписи записываются в терминах этого языка, а синтаксис языка — в расширенной форме Бэкуса–Науэра. Данный подход получил практическое воплощение в компиляторе FreeTXL [8]. Похожие подходы используются в языке правил перезаписи ASF+SDF [9], реализованном в рамках платформы ASF+SDF Meta Environment, а также в системе DMS [10].

Основным недостатком перечисленных подходов является их синтаксическая ориентированность, ограничивающая их применение в основном только простыми трансформациями, когда

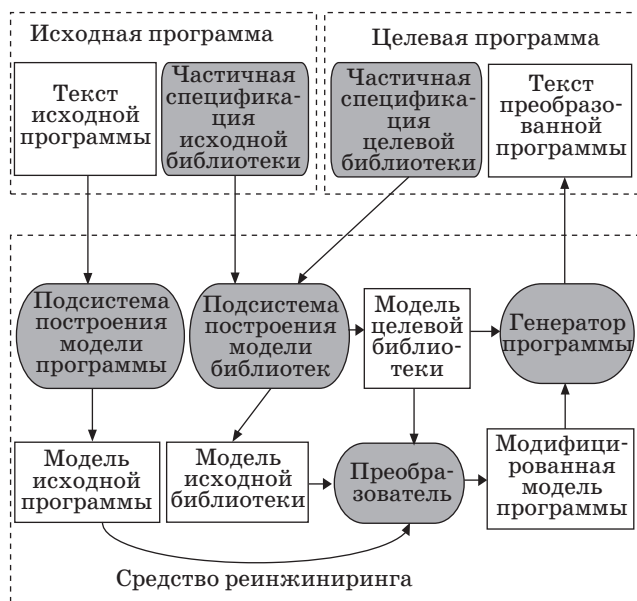
семантика всех элементов программы известна заранее и при реинжиниринге одни синтаксические конструкции заменяются другими. Для проведения более сложных преобразований, когда алгоритм трансформаций программ управляется семантикой библиотек, требуются более сложные подходы.

Большинство *семантических подходов* помимо синтаксиса используют семантику конструкций языка программирования. Существует целый ряд методов, направленных на автоматизацию миграции приложений с одного языка программирования на другой. К наиболее характерным относятся подходы, предназначенные для переноса программ с устаревших языков или технологий программирования на более новые. В работах [11, 12] описывается автоматизация преобразования программ с языка C++ и Java в Java и C# соответственно. Существуют и другие подходы, применяемые для межязыкового портирования программ. Все они используют семантику языков и, иногда, конкретных библиотек для проведения миграции, но возможностей задания семантики целых библиотек и преобразования программ с учетом этой семантики они не предоставляют.

Предлагаемый подход

Предлагаемый в этой работе подход основан на использовании семантического описания двух библиотек. Семантика задается с помощью частичных спецификаций каждой библиотеки в отдельности. Анализируя семантические описания двух библиотек, можно до проведения реинжиниринга сделать вывод об их принципиальной совместимости. Например, приложение, работающее с файлами, можно трансформировать в приложение, использующее потоки ввода-вывода. Однако заменить библиотеку работы с файлами на библиотеку работы с семафорами невозможно ввиду их семантической несовместимости. Спецификация библиотеки создается программистом, проводящим портирование. Исходной информацией для создания семантических описаний может служить документация (описания API, исходные тексты и т. п.) и понимание принципов работы. Основные преимущества семантической спецификации — это формализованность представления и возможность повторного использования при последующих портированиях. Следует отметить, что, как и при создании других спецификаций, правильность задания конкретной спецификации библиотеки должна обеспечиваться программистом.

В случае если библиотеки семантически совместимы, то производится преобразование исходной



■ Рис. 1. Общая схема реинжиниринга

программы с учетом спецификаций обеих библиотек. При этом преобразованию подвергаются все элементы исходной программы, каким-либо образом соприкасающиеся с интерфейсом библиотек.

Более подробно подход можно рассмотреть с помощью общей схемы проведения реинжиниринга (рис. 1). В соответствии с этой схемой решение задачи реинжиниринга происходит за пять этапов.

1. Создание частичных спецификаций всех библиотек, участвующих в реинжиниринге. Для описания спецификаций используется специальный язык PanLang, позволяющий задавать видимое поведение компонентов библиотеки.

2. Трансляция исходного текста программы и спецификаций библиотек во внутренние модельные представления.

3. Анализ совместимости исходной и целевой библиотек. Для этого проводится исследование возможности выражения семантики старой библиотеки с помощью примитивов новой.

4. Трансформация модели программы в новую модель, соответствующую целевой библиотеке. При трансформации элементы модели исходной библиотеки выражаются в терминах целевой.

5. Восстановление текста программы по модифицированной модели. Полученная новая программа используется для реализации функций нового библиотечное окружение.

Модели программной системы и библиотек

Рассмотрим предлагаемые в данной работе механизмы представления программных систем и способы задания спецификаций библиотек.

Модель программной системы

Модель программной системы используется для того, чтобы процедуры анализа и синтеза проводить не на основе избыточного и неудобного текстового представления, а базируясь на формальном графовом представлении. Выбор конкретной модели определяется предъявляемыми к ней требованиями. В случае формирования модели для проведения портирования основными требованиями к модели являются возможности:

- доступа ко всем синтаксическим элементам программы;
- восстановления полного исходного текста программы.

В зависимости от глубины процесса реинжиниринга в качестве модели программы можно использовать как структурные, так и поведенческие представления [13]. Чаще всего для этой цели применяются абстрактное синтаксическое дерево, граф потока управления, граф зависимостей по данным или абстрактный семантический граф [14]. В настоящей работе в качестве основы модели используется абстрактный семантический граф, являющийся наиболее гибким представлением, легко поддающимся расширению.

Частичные спецификации библиотек

Для полного описания какой-либо библиотеки необходимо специфицировать внешнее поведение и все внутренние аспекты реализации. Такого рода описания громоздки, зачастую их использование нецелесообразно. Для решения задачи автоматизации реинжиниринга не требуется задавать полные спецификации библиотек, достаточно описать лишь часть свойств, характеризующих их взаимодействие с программой и внешней средой. Причем в зависимости от решаемой задачи степень детализации описания может быть различной. Такого вида спецификации будем называть частичными.

Сама по себе библиотека по отношению к использующей ее программе может проявлять свое внешнее поведение следующими путями:

- через параметры функций API и возвращаемый результат;
- через глобальные переменные программы;
- через создаваемые объекты ОС (ресурсы).

Уровень выразительности спецификаций должен позволять не только описывать аспекты видимого поведения библиотек, но и задавать *явную семантику* элементов библиотеки. Это даст возможность определять семантическую совместимость библиотек и проводить автоматизированный реинжиниринг ПО.

Для задания явной семантики библиотеки в частичных спецификациях используются следующие механизмы:

— семантическая интерпретация значений переменных (используется для задания совместности значений);

— семантическая интерпретация типов (используется для задания совместности типов переменных);

— параметризуемые абстрактные действия функций (используются для сопоставления семантики отдельных библиотечных функций).

Суммируя перечисленные выше аспекты, определим элементы предлагаемого формализма частичных спецификаций.

Ресурсы — объекты окружения или ОС, имеющие собственный жизненный цикл и существующие отдельно от программы. Состояния ресурса могут меняться посредством вызовов API, по истечении тайм-аутов или по инициативе ОС. Чаще всего жизненный цикл ресурса задается детерминированным конечным автоматом. Примерами ресурсов могут быть файлы, потоки, сокет, семафоры, мьютексы, динамическая память и т. п.

Семантические типы данных используются для задания семантической интерпретации конкретных значений определенных типов данных. В разных библиотеках различные значения переменных могут иметь одну и ту же семантическую нагрузку. Например, вызов функции shutdown библиотеки BSD-sockets в ОС Linux в качестве параметра how принимает одно из значений: SHUT_RD, SHUT_WR или SHUT_RDWR. В то же время в аналогичной функции в ОС Windows этот параметр может принимать значения SD_RECEIVE, SD_SEND или SD_BOTH. Введение семантической интерпретации позволит при реинжиниринге правильно сопоставить одни константы с другими.

Семантические действия, или просто *действия*, предназначены для задания семантического описания побочного эффекта, выполняемого в теле специфицируемой библиотечной функции. Действие характеризуется символическим именем и, при необходимости, параметрами. Например, функция exit имеет побочное действие — завершение программы, а функция CreateThread — создание нового потока выполнения. В некоторых случаях действия могут параметризоваться для описания более сложного поведения библиотечной функции. Например, наличие действия OPEN(Name) в теле функции означает, что данная функция осуществляет действие OPEN с параметром Name. Функции open и fopen из разных библиотек могут иметь в спецификации действие OPEN. Наличие одинаковых действий показывает, что поведение функции open можно выразить через поведение функции fopen. Конкретные имена действий выбираются разработчиком спецификаций и синтаксически задают абстрактную семантику поведения.

Описание поведения функций задается императивно с помощью укрупненного алгоритма функционирования. При этом степень детализации описания выбирается разработчиком в зависимости от поставленной задачи. Следует отметить, что алгоритм может содержать выполнение семантических действий для спецификации побочного эффекта.

Полная спецификация формализма, описывающего программные библиотеки, приведена в работе [15]. Выразительная мощность введенного формализма соответствует мощности системы взаимодействующих конечных автоматов. Это, с одной стороны, является достаточным для описания видимого поведения библиотек, а с другой стороны, позволяет сделать задачу совместности библиотек алгоритмически разрешимой.

Частичные спецификации задаются разработчиком с помощью языка описания спецификаций PanLang [16], разработанного на кафедре компьютерных систем и программных технологий СПбГПУ. Язык имеет C-подобный синтаксис и обладает всеми необходимыми механизмами для формирования частичных спецификаций библиотек. Фрагмент частичной спецификации библиотеки работы с файлами приведен в листинге.

```
requires <stdio.h>, <stdlib.h>;
semantic type FILE_TYPE (FILE *);
semantic type FLAGS (char*) {
    READ:"r"; WRITE:"w"; ALL:"rw";
}
semantic type HW_RES (int) {
    ERR:[-inf;-1]; OK:[0;+inf];
}
resource FILE_RES (FILE_TYPE) {
    states OPEN, CLOSED;
    attribute FLAGS MODE;
}
action void READ(FILE);
function FILE fopen(FILE_NAME(char*), FLAGS mode) {
    f = new FILE_RES(OPEN);
    attr(f, MODE) = mode;
    return f;
}
function HW_RES fread(BUFF, SIZE, PORTON p=1, FILE f) {
    if (state(f) == $OPEN) {
        action READ(f);
        return $OK;
    }
    else {
        return $ERR;
    }
}
```

Фрагмент содержит секцию описания подключаемых файлов, определение типов, расши-

ряющих стандартные типы семантической интерпретацией значений. Определяется специальный ресурс, соответствующий дескриптору файлов, декларируются все действия, производимые библиотекой. Завершается спецификация поведенческими описаниями функций библиотеки, задающими укрупненное поведение и оперирующими введенными примитивами.

Особенность языка PanLang — отсутствие в поведенческих описаниях функций конструкций, с помощью которых можно организовать циклы или рекурсии. Такое ограничение переводит PanLang в класс автоматных языков. Описанная с помощью такого языка библиотека представляется конечным автоматом или системой конечных автоматов. При этом состояниями автоматов являются состояния ресурсов, входными символами — вызовы функций, а выходными символами — выполняемые семантические действия.

Подробное описание синтаксиса и семантики языка PanLang приведено в работе [16] и выходит за рамки данной статьи.

Методика реинжиниринга программного обеспечения

Перенос программы из одного библиотечного окружения в другое осуществляется на основе анализа двух частичных спецификаций. Главная решаемая при этом задача — обеспечение семантической эквивалентности. С точки зрения частичных спецификаций это означает, что трансформированная программа при работе с новой библиотекой должна повторять видимое поведение исходной программы при работе со старой библиотекой. Для этого проверяется семантическая совместимость двух библиотек и осуществляется трансформация программы.

Проверка совместимости библиотек

Проверка совместимости библиотек выполняется на основе анализа двух частичных спецификаций. Библиотеки считаются семантически совместимыми, если с помощью примитивов новой библиотеки можно выразить любые действия, выполняемые с помощью старой. Для этого необходимо убедиться в возможности задания любого поведения старой библиотеки в новой. Поведение библиотеки задается с помощью нескольких модельных примитивов, ключевыми из которых являются ресурсы и выполняемые действия. Поведенческая модель библиотеки представляется системой конечных автоматов, в которой входными символами являются вызовы функций API библиотеки, а выходными — выполняемые семантические действия [15]. Будем называть траекторией библиотеки конечную или бесконечную

последовательность событий, которые могут быть сгенерированы функциями библиотеки. Под событиями здесь понимается выполнение семантического действия или изменение состояния ресурса.

Для проверки совместимости библиотек анализируются модельные представления двух спецификаций. Если средствами новой библиотеки можно создать все возможные траектории, реализуемые старой, то искомый реинжиниринг возможен, а спецификации совместимы.

Рассмотрим процедуру проверки совместимости на примере библиотек работы с сокетами BSD-sockets и WinSock2. Упрощенная поведенческая модель библиотеки BSD-sockets показана на рис. 2.

Если средствами новой библиотеки (например, WinSock2) можно повторить все траектории, порождаемые библиотекой BSD-sockets, то делается вывод о семантической совместимости библиотек. Если хоть одна из возможных траекторий не выразима в терминах новой библиотеки, то семантическая совместимость отсутствует. Модель на рис. 2, а может порождать бесконечное количество трасс, содержащих выполнение действий RECV и SEND (выполняемые действия на рисунках заключены в фигурные скобки).

Рассмотрим аналогичную упрощенную модель второй библиотеки WinSock2 (рис. 2, б)¹. Сама модель является более сложной, так как содержит большее количество узлов и переходов, однако для нее множество порождаемых траекторий (также состоящее из выполнения семантических действий RECV и SEND) совпадает с множеством траекторий библиотеки BSD-sockets. То

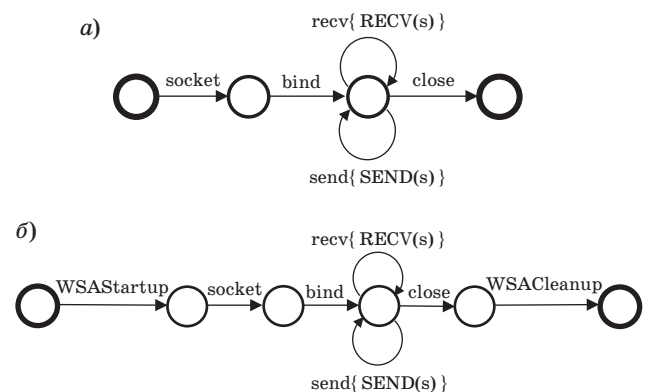


Рис. 2. Фрагмент поведенческой модели библиотек BSD-sockets (а) и WinSock2 (б)

¹ В целях экономии места в приведенном примере поведенческая модель состоит из одного автомата, использующего комбинирование состояний инициализации библиотеки и UDP-сокета. В общем случае модель будет представлять собой систему взаимодействующих автоматов.

есть можно сделать вывод о совместимости этих библиотек.

Для решения задачи проверки совместимости окружений в общем виде используется предварительное преобразование поведенческих моделей библиотек в семантические автоматы, представляющие траектории поведения библиотек. При этом сама задача проверки совместимости сводится к задаче проверки изоморфизма этих семантических автоматов. Подробное описание семантических автоматов и алгоритмов проверки выходит за рамки данной работы.

Трансформация программы

Трансформация программы осуществляется на основе выполненной проверки совместимости библиотек. Побочным эффектом успешной проверки является генерация последовательности модификаций семантических автоматов, позволяющей получить новые семантические автоматы путем цепочки модификаций старых. Эти последовательности представляют собой специальные сценарии, построенные по такому же принципу, как и сценарии преобразования деревьев в работе [2].

Собственно трансформация программы проводится путем применения сценариев к модели исходной программы в тех узлах, которые соответствуют элементам старой библиотеки. При этом модификациям подвергаются подключаемые файлы, вызовы библиотечных функций. Семантические типы данных заменяются на эквивалентные, генерируются функции преобразования для интерпретации значений семантических типов. После преобразования модели восстанавливается код программы на языке C.

Если все преобразования сделаны корректно, то полученная программа эквивалентна исходной с точностью до семантики используемых библиотек. Корректность трансформированной программы определяется только корректностью задания частичных спецификаций библиотек. Если спецификации построены правильно, то разработанный подход гарантирует корректность новой программы, причем обеспечивается и синтаксическая корректность, и семантическая эквивалентность ее исходной программе.

Практическая реализация

Разработанные методика, модели и алгоритмы были реализованы в прототипе системы реинжиниринга. Система предназначена для портирования программ на языке C и используется для апробации разработанных подходов на реальных приложениях. Архитектура системы построена

на основе схемы реинжиниринга, изображенной на рис. 1.

Построение модели (абстрактного семантического графа) программы осуществляется с помощью Clang, являющегося фронтэндом к системе LLVM [17]. Clang поддерживает современные стандарты языков C и C++, большинство расширений GNU. Сформированное дерево преобразуется во внутренний формат системы реинжиниринга для последующего добавления семантических свойств.

Подсистема построения модели библиотек использует грамматику языка PanLang для формирования внутреннего представления частичных спецификаций библиотек.

Созданный прототип использовался для проверки идей, заложенных в предлагаемый подход. Для этого были сформированы четыре тестовые задачи реинжиниринга:

- портирование Linux-приложения, работающего с сокетами, в ОС Windows;
- миграция приложения, использующего стандартную библиотеку ввода-вывода языка C, на использование системной библиотеки ввода-вывода;
- замена небезопасных функций работы со строками и участками памяти на безопасные версии;
- портирование многопоточного Windows-приложения, использующего библиотеку Windows Threads, в среду ОС Linux, использующую библиотеку POSIX Threads (pthreads).

Для всех библиотек (исходных и целевых), используемых в тестовых задачах, были созданы частичные спецификации на языке PanLang. Для каждой задачи были разработаны тестовые примеры на языке C, подлежащие трансформации. Во всех случаях проводились эксперименты по реинжинирингу программ в обоих направлениях — от исходной библиотеки к целевой и обратно.

На всех тестовых приложениях подход показал свою работоспособность, хотя выявил некоторые недоработки самого прототипа. К основным недостаткам прототипа следует отнести:

- не всегда полностью корректную вставку директив препроцессора по включению заголовочных файлов библиотек;
- возможность провести преобразования только на одном наборе флагов условной компиляции;
- отсутствие возможности сохранить комментарии в преобразованном программном коде.

Перечисленные недостатки относятся к программной реализации самого прототипа и не являются ограничениями разработанного подхода.

Заключение

В статье представлены основные результаты исследования в области портирования ПО в новое библиотечное окружение. Классифицированы основные механизмы взаимодействия программы с библиотеками, разработан формальный базис для задания частичных спецификаций библиотек. Собственно задание спецификации осуществляется с помощью специализированного декларативного языка PanLang. Процедура портирования формируется автоматизированно на основе анализа спецификаций двух библиотек. Подход

реализован для программ на языке C в прототипе средства реинжиниринга.

Основными ограничениями текущей реализации являются работа только с простыми типами данных и невозможность проведения реинжиниринга в случае использования вызовов библиотечных функций по указателю.

Направления дальнейших исследований связаны с преодолением указанных ограничений, расширением разработанных подходов на объектно-ориентированные языки (в первую очередь на языки C++ и Java) и изучением возможности проведения межязыкового реинжиниринга.

Литература

1. **Inject/J project.** <http://injectj.fzi.de/InjectJ/> (дата обращения: 15.12.2011).
2. **Itsykson V., Timofeyev D.** Source Code Modification Technology Based on Parametrized Code Patterns // 6th Central and Eastern European Software Engineering Conf. in Russia. Washington: IEEE Computer Society, 2010. P. 207–213.
3. **JetBrains, ReSharper.** <http://www.jetbrains.com/reSharper/index.html> (дата обращения: 10.12.2011).
4. **Ronald V. Book, Friedrich Otto.** String-rewriting Systems. — Springer, 1993. — 189 p.
5. **Marc Bezem, J. W. Klop, Roel de Vrijer.** Term Rewriting Systems. — Cambridge University Press, 2003. — 680 p.
6. **Program-Transformation.Org: The Program Transformation Wiki.** <http://strategox.org/Transform/WebHome> (дата обращения: 15.12.2011).
7. **J. R. Cordy.** The TXL Source Transformation Language // Science of Computer Programming. 2006. Vol. 61. N 3. P. 190–210.
8. **FreeTXL.** <http://www.txl.ca/> (дата обращения: 10.12.2011).
9. **Compiling language definitions: the ASF+SDF compiler** — ACM, TOPLAS, 2002. <http://dx.doi.org/10.1145/567097.567099> (дата обращения: 11.01.2012).
10. **The DMS Software Reengineering Toolkit.** <http://www.semdesigns.com/products/DMS/DMSToolkit.html> (дата обращения: 20.12.2011).
11. **X. Wang et al.** Reengineering Standalone C++ Legacy Systems into the J2EE Partition Distributed Environment: Proc. of the 28th Intern. Conf. on Software Engineering, ICSE '06. <http://dx.doi.org/10.1145/1134285.1134359> (дата обращения: 20.12.2011).
12. **El-Ramly M., Eltayeb R., Alla H.** An experiment in automatic conversion of legacy Java programs to C#: Proc. of IEEE Intern. Conf. on Computer Systems and Applications. 2006. P. 1037–1045. <http://dx.doi.org/10.1109/AICCSA.2006.205215> (дата обращения: 20.12.2011).
13. **Ицыксон В. М., Глухих М. И., Зозуля А. В., Власовских А. С.** Исследование средств построения моделей исходного кода программ на языках C и C++ // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2009. № 1 (72). С. 122–130.
14. **Datrix™** source code model and its interchange format: lessons learned and considerations for future work. 2001. <http://dx.doi.org/10.1145/505894.505907> (дата обращения: 11.01.2012).
15. **Ицыксон В. М., Зозуля А. В.** Формализм для описания частичных спецификаций компонентов программного окружения // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2011. № 4. С. 81–90.
16. **Ицыксон В. М., Глухих М. И.** Язык спецификаций поведения программных компонентов // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2010. № 3. С. 63–71.
17. **Clang: a C language family frontend for LLVM.** <http://clang.llvm.org/> (дата обращения: 14.01.2012).

УДК 621.397

АНАЛИЗ КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ ПОТОКОВОГО ВИДЕО В БЕСПРОВОДНЫХ AD-HOC-СЕТЯХ

Ф. А. Таубин,

доктор техн. наук, профессор

А. В. Чуйков,

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматривается передача потокового видео в беспроводной сети, использующей режим 802.11 ad-hoc. Качество передачи оценивается пиковым отношением сигнал/шум и сквозной задержкой декодированного видео. Для двух типичных топологий сети с помощью моделирования анализируется влияние степени компрессии потокового видео на качество передачи.

Ключевые слова — потоковое видео, беспроводные сети, топология сети, RTP/UDP пакеты, симулятор NS-3, пиковое отношение сигнал/шум, сквозная задержка, сетевой джиттер.

Введение

Доставка мобильным беспроводным пользователям видеоконтента, включая потоковое видео, и обеспечение доступа к таким видеосервисам, как видеотелефония и видеоконференции, составляют доминирующую долю трафика в локальных и региональных беспроводных сетях, а также в сотовых 3G- и LTE-сетях [1]. Одним из наиболее быстро развивающихся сегментов локальных беспроводных сетей являются ad-hoc-сети, обладающие такими привлекательными качествами, как быстрота развертывания, гибкость структуры, мобильность и живучесть [2, 3]. Проблемы, связанные с организацией эффективной передачи видео в беспроводных ad-hoc-сетях, весьма многообразны и порождаются, главным образом, следующими факторами. Во-первых, для такого рода сетей характерно случайное изменение во времени величины доступной скорости (the available throughput) передачи между передающим и приемным узлами. Это объясняется как мобильностью пользователей, так и изменением текущей топологии сети. Во-вторых, передача пакетов в такой сети характеризуется сравнительно высоким уровнем вероятности неправильного приема и (или) стирания пакетов. В качестве третьего фактора следует выделить появление задержек и сетевого джиттера в процессе доставки пакетов, изменение порядка следования пакетов, а также потерю пакетов вследствие

перегрузки сети. В интерактивных сервисах, таких как видеоконференции, допустимая сквозная задержка (end-to-end latency) жестко ограничена и, как правило, не должна превышать 150 мс [4]. Дополнительные проблемы вносит и возможная потеря локальной синхронизации в битовом потоке компрессированного видео.

В связи с тем, что доступная скорость передачи априори неизвестна и меняется в процессе передачи, а введение переспросов приводит, как правило, к неприемлемо большим задержкам, рациональный метод передачи видеоконтента должен базироваться на адаптации параметров видеокодека (в первую очередь, скорости кодирования) к текущей доступной скорости передачи, оцениваемой на основе получаемой информации о состоянии сети.

Интуитивно понятно, что для простейшей топологии типа «точка-точка» передача видео со скоростью, близкой к доступной скорости в канале, обеспечит, видимо, наилучшее качество доставленного видео. В то же время, при наличии промежуточных и (или) интерферирующих узлов такая стратегия передачи, возможно, будет сопровождаться заметным возрастанием доли потерянных и (или) ошибочных пакетов, что приведет к существенному ухудшению качества доставленного видео. При уменьшении скорости кодирования видео, с одной стороны, снижается нагрузка на сеть и тем самым возрастают надежность и своевременность доставки пакетов. С дру-

гой стороны, уменьшение скорости кодирования сопровождается ухудшением отношения сигнал/шум (ОСШ) в компрессированном видео. Кроме того, высокая степень сжатия приводит к большей чувствительности компрессированного видео к ошибкам, возникающим в процессе передачи. Таким образом, можно говорить о своего рода оптимальной (в рамках некоторой модели) скорости кодирования (степени сжатия) видеоконтента, предназначенного для передачи в ad-hoc-сети. В более общем контексте возникает задача выбора скорости кодирования видео, согласованной с протоколом передачи и текущим состоянием сети, включающим такие характеристики, как топология, метод маршрутизации, количество промежуточных и (или) интерферирующих узлов и т. д.

Данная работа посвящена рассмотрению одного из аспектов этой задачи — анализу влияния такого фактора, как наличие промежуточных и интерферирующих узлов ad-hoc-сети, во-первых, на соотношение оптимальной скорости кодирования видео и доступной скорости передачи в сети и, во-вторых, на величину суммарного времени задержки при доставке видеок кадров получателю.

Модель передачи рассматриваемой сети

В работе исследуется передача видео в локальной беспроводной WiFi-сети, функционирующей на основе стандарта 802.11b. Номинальная скорость передачи V составляет 1, 2, 5 и 11 Мбит/с в зависимости от выбранного вида модуляции-кодирования. Распределение общего ресурса сети между активными пользователями, базирующееся на процедуре CSMA/CA, подчиняется правилу, согласно которому скорость передачи, выделяемая активному пользователю, примерно обратно пропорциональна числу таких пользователей. В результате при нескольких активных пользователях в сети доступная скорость передачи оказывается заметно меньше номинальной скорости.

Рассматриваемая в работе схема передачи представлена на рис. 1. В качестве передаваемого



■ Рис. 1. Схема модели передачи

видео в работе использовались стандартные видеоклипы Foreman и Ref7, характерной особенностью которых является наличие существенной доли динамических фрагментов. Для создания компрессированных видеофайлов использовался открытый проект FFmpeg [5], на основе которого формируется большое число мультимедиаприложений. Широкий выбор кодеков, настроек процедуры кодирования, высокая скорость работы и постоянные обновления делают FFmpeg эффективным инструментом кодирования/декодирования видео. В данной работе FFmpeg использовался для компрессии видео и создания RTP-потока [6], а также восстановления (декодирования) RTP-потока.

Текущие ограничения в FFmpeg не позволяют сохранять RTP-пакеты в файл или читать их из файла. Вывод и ввод производятся UDP-пакетами на адрес и порт, указанные в файле протокола управления сессией (Session Description Protocol — SDP) [7]. Вспомогательная утилита сохраняет пакеты, которые будут использоваться в дальнейшем для моделирования процесса передачи. Эта же утилита способна воспроизводить сохраненные RTP-пакеты для восстановления видео с помощью FFmpeg.

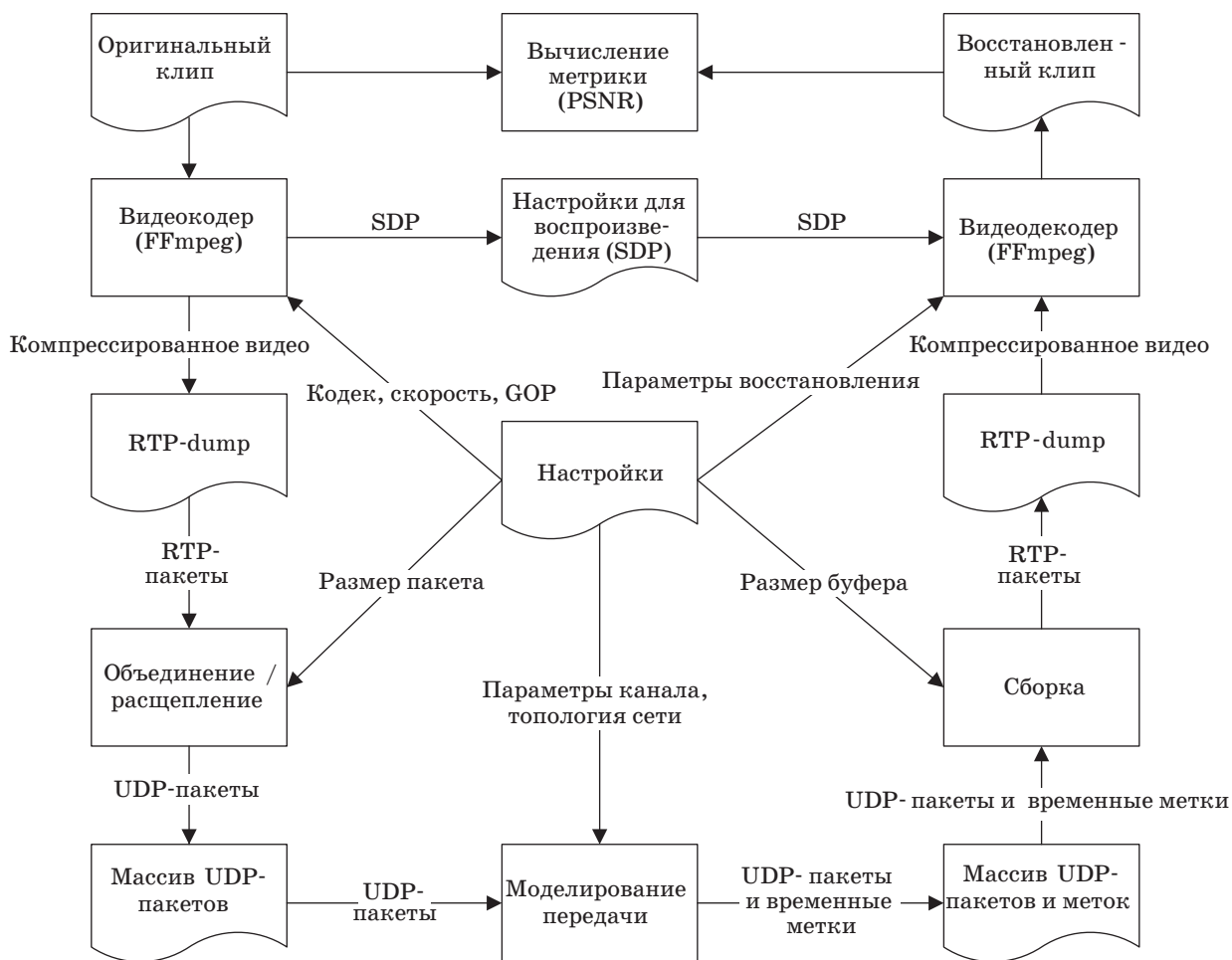
Для оценки качества восстановленного видео в работе используется наиболее распространенная метрика — пиковое ОСШ (Peak Signal-to-Noise Ratio — PSNR). Примерное соотношение между PSNR и метрикой, базирующейся на субъективном восприятии (Mean Option Score — MOS), приведено в работе [8].

Среда моделирования

В качестве моделирующей программы был выбран Network Simulator 3, NS-3 [9]. Этот симулятор дискретных событий предназначен для исследования протоколов сетей (в том числе Интернета) и моделирования больших систем. Разработка моделей с использованием NS-3 близка по своей сути к созданию классических объектно-ориентированных многопоточных приложений на языке C++. Можно выделить три основные части программы.

1. Инициализация узлов сети (тип трафика, расположение и т. д.) и настройка характеристик (скорости передачи, очереди приемников и передатчиков и т. д.). Выбор топологии сети и ее характеристик.

2. Непосредственно моделирование работы сети. Следует отметить, что моделирование работы сети отнюдь не сводится к организации передачи трафика между узлами. Во время моделирования возможно включение и (или) удаление узлов из сети, изменение интенсивности трафика



■ Рис. 2. Схема программной модели

и его типа, перемещение узлов в пространстве и изменение характеристик среды.

3. Моделирование заканчивается сбором статистики и ее обработкой. Условие окончания моделирования настраивается пользователем.

Модель передачи видео в ad-hoc-сети, построенная с использованием симулятора NS-3 (рис. 2), включает в себя фиксированные и настраиваемые параметры. Под параметрами понимаются настройки всех программ в комплексе моделирования, а именно NS-3, FFmpeg и утилиты. К фиксированным, т. е. жестко запрограммированным параметрам относятся:

- размер UDP-пакета, равный 2000 Б;
- минимальный квант времени, который используется при описании топологии и составляет 1 мс;
- протокол маршрутизации в сети (в модели используется OLSR (Optimized Link-State Routing) — оптимизированная маршрутизация по состоянию канала [10]);
- стандарт связи — IEEE 802.11b.

Все узлы полагаются неподвижными, но расположение узлов при запуске может быть случайным. К настраиваемым параметрам модели относятся:

- передаваемые видеоклипы: 1) Foreman (разрешение SIF 352 × 288 пикселей с частотой 30 кадров/с, цветовое пространство YCbCr 4:2:0), длительность 300 кадров и 2) Ref7 (разрешение DVD 720 × 576 пикселей с частотой 30 кадров/с, цветовое пространство YCbCr 4:2:0), длительность 220 кадров;
- кодек из множества MPEG1, MPEG2 и MPEG4;
- скорость кодирования R от 200 Кбит/с до 4000 Мбит/с;
- порядок следования закодированных кадров (group of pictures — GOP). Как правило, GOP-последовательность IP...PIP...P... выбирается из условия, что время между соседними I кадрами не превышает 1 с;
- номинальная скорость передачи V (1; 2; 5,5 и 11 Мбит/с);
- топология сети (рассматривается ниже);

— допустимая задержка на приемной стороне от начала приема до начала декодирования.

Очевидно, многие из настраиваемых (а также частично фиксированных) параметров будут меняться при рассмотрении других кодеков (например, VP8), клипов и беспроводных сетей (например, IEEE 802.16s).

Топология сети и доступная скорость

В программе моделирования используется стек протокола IPv4 (с небольшими изменениями его можно заменить на IPv6). Все узлы лежат в одной подсети 10.1.1.0/24, начиная с адреса 10.1.1.1 и до 10.1.1.254. Расположение узлов в одной сети позволяет с минимальными изменениями конфигурационных файлов легко настраивать топологию. Топология сети описывается в конфигурационном файле. Каждая строчка файла, которая не начинается со знака диез #, описывает одну сущность — узел или соединение.

Узел описывается следующей строкой:

```
node тип_узла соединение тип_координат вектор_координат.
```

Возможные значения и описание параметров узла приведены в табл. 1.

Пример описания узла:

```
node normal 0 const 30 90 0
node src 2 uniformr 15 30 45 5 0 0
```

Для задания параметров соединения используется схожий синтаксис:

```
link соединение тип_трафика параметры_трафика размер_пакета
```

Возможные значения и описание параметров соединения приведены в табл. 2.

Пример описания соединений:

```
link 0 const 30 1000
link 2 uniform 20 50 1000
```

В работе используются две топологии, иллюстрирующие односкачковую (single-hop) и многоскачковую (multi-hop) ad-hoc-сети. Топология 1 тривиальна и содержит два узла (передатчик и приемник), расположенных в прямой видимости друг от друга. Такая топология позволяет получить результаты, которые являются верхней границей (в смысле качества передачи) для дру-

■ Таблица 1. Значения и описания параметров узла

Имя параметра	Значение	Описание
тип_узла	src	Источник пакетов
	dst	Приемник пакетов
	normal	Промежуточный узел
соединение	Целое число, больше или равное 0	Номер соединения, значение 0 зарезервировано для передачи видео
тип_координат	const	Постоянное положение задается тремя координатами по осям X, Y, Z в метрах в параметре вектор_координат
	uniform	Положение выбирается случайно с равномерным распределением в интервалах от X_{\min} до X_{\max} , от Y_{\min} до Y_{\max} и от Z_{\min} до Z_{\max} в метрах в параметре вектор_координат
	uniformr	Положение выбирается случайно с равномерным распределением в интервалах от $X - R_x$ до $X + R_x$, от $Y - R_y$ до $Y + R_y$ и от $Z - R_z$ до $Z + R_z$ в метрах. Таким образом, в параметре вектор_координат задаются пары центр и радиус для каждой координаты
вектор_координат	Вектор вещественных чисел	См. тип_координат

■ Таблица 2. Значения и описания параметров соединения

Имя параметра	Значение	Описание
соединение	Целое число, больше или равное 0	Номер соединения; значение 0 зарезервировано для передачи видео, которое игнорирует нижеследующие параметры
тип_трафика	const	Постоянная интенсивность, задаваемая в скалярном параметре параметры_трафика
	uniform	Случайная интенсивность, равномерно распределенная в интервале от t_{\min} до t_{\max} в параметре параметры_трафика
параметры_трафика	Вектор целых чисел	См. тип_трафика
размер_пакета	Целое число	Целое положительное число, которое задает размер пакета

гих, более сложных топологий. Топология 2 включает промежуточные и интерферирующие узлы.

Топология 1:

```
node src 0 const 0 0 0
node dst 0 const 30 0 0
link 0 const 30 1000
```

Топология 2:

```
node src 0 const 0 0 0
node normal 0 const 30 0 0
node normal 0 const 60 0 0
node normal 0 const 90 0 0
node dst 0 const 120 0 0
node src 2 uniformr 15 30 45 5 0 0
node dst 2 uniformr 45 30 45 5 0 0
node src 1 uniformr 15 30 65 5 0 0
node dst 1 uniformr 45 30 65 5 0 0
link 0 const 30 1000
link 2 uniform 20 50 1000
link 1 uniform 500 600 1000
```

Как видно из описания топологии 2, видео должно пройти от узла (0, 0, 0) до узла (120, 0, 0) через три промежуточных узла. Два интерферирующих соединения расположены в непосредственной близости от промежуточных узлов, участвующих в передаче видео. Схематичное изображение топологий 1 и 2 представлено на рис. 3, а и б. Расстояние между соседними узлами выбрано с учетом того, что при максимальной скорости 11 Мбит/с предельная дальность (Tx range), позволяющая обеспечить приемлемую вероятность ошибки, на практике близка к 30 м [11].

Для обеих топологий путем моделирования передачи UDP-пакетов были определены значения доступной скорости передачи C при номинальных скоростях 1; 2; 5,5 и 11 Мбит/с. По результатам, представленным в табл. 3, видно, что



■ **Рис. 3.** Схематичное изображение топологий 1 (а) и 2 (б)

■ **Таблица 3.** Доступные скорости для топологий 1 и 2

Номинальная скорость V , Мбит/с	Доступная скорость (throughput) C , Мбит/с	
	Топология 1	Топология 2
1	0,92	0,42
2	1,75	0,21
5,5	4,13	1,2
11	6,75	1,74

доступная скорость C оказывается существенно меньше номинальной скорости V даже для соединения «точка-точка». Это объясняется, главным образом, тем, что заметную долю в общем трафике составляет служебная информация, а именно заголовки и RTS/CTS/ACK пакеты. Для многоскачковой сети к указанному фактору добавляется эффект разделения скорости между частью узлов, что в еще большей степени снижает доступную скорость. Более того, в рассматриваемой многоскачковой сети увеличение номинальной скорости с 1 до 2 Мбит/с сопровождается снижением доступной скорости с 0,42 до 0,21 Мбит/с. Этот парадокс объясняется следующим обстоятельством. При номинальных скоростях 1 и 2 Мбит/с предельная дальность передатчика превышает 60 м, поэтому протокол маршрутизации обнаруживает, что узел 3 доступен для узла 1 без промежуточного узла 2 и, соответственно, назначает ему маршрут без промежуточного узла 2. В результате отношение сигнал/помеха на входе приемника узла 3 падает примерно на 6 дБ, что оказывается более критичным при номинальной скорости 2 Мбит/с (для нее изначально отношение сигнал/помеха на 3 дБ меньше, чем для скорости 1 Мбит/с).

Организация передачи RTP-пакетов

Каждый компрессированный кадр видео в формате RTP разбивается согласно указанным в работе [12] правилам на n пакетов. Величина n зависит от скорости компрессированного видео R (чем выше скорость, тем больше величина n), типа кадра (ключевой кадр требует, в общем случае, большего значения n) и природы видео. За время длительности кадра τ следует отправить n пакетов длины $l_k, k = 1, 2, \dots, n$, для одного видеокadra при доступной скорости передачи C . Таким образом, время, затрачиваемое на передачу одного кадра:

$$t = \frac{1}{C} \sum_{k=1}^n l_k. \tag{1}$$

Для больших битовых скоростей большинство RTP-пакетов подвергаются разбиению на пакеты максимально возможной длины l_{\max} ; это означа-

ет, что время передачи одного кадра можно оценить сверху в виде

$$t \leq \frac{nl_{\max}}{C}. \quad (2)$$

Если $t \leq \tau$, то передача следующего кадра начинается через интервал τ относительно начала передачи текущего. Если время передачи текущего кадра оказывается больше τ , то кадры, следующие за текущим, отбрасываются до тех пор, пока текущий кадр не передан. Количество отброшенных кадров

$$n_d = \left\lceil \frac{t}{\tau} \right\rceil - 1 = \left\lceil \frac{1}{\tau C} \sum_{k=1}^n l_k \right\rceil - 1. \quad (3)$$

Используя оценку (2) в выражении (3), получаем верхнюю границу для количества отброшенных кадров

$$n_d \leq \left\lceil \frac{nl_{\max}}{\tau C} \right\rceil - 1, \quad (4)$$

позволяющую, в свою очередь, оценить степень ухудшения качества принятого видео. Указанная стратегия гарантирует отправку текущего кадра и, как показывает анализ, в сочетании с подходящей процедурой маскирования пропущенных кадров в большинстве ситуаций оказывается более эффективной с точки зрения качества, чем частичная отправка нескольких кадров.

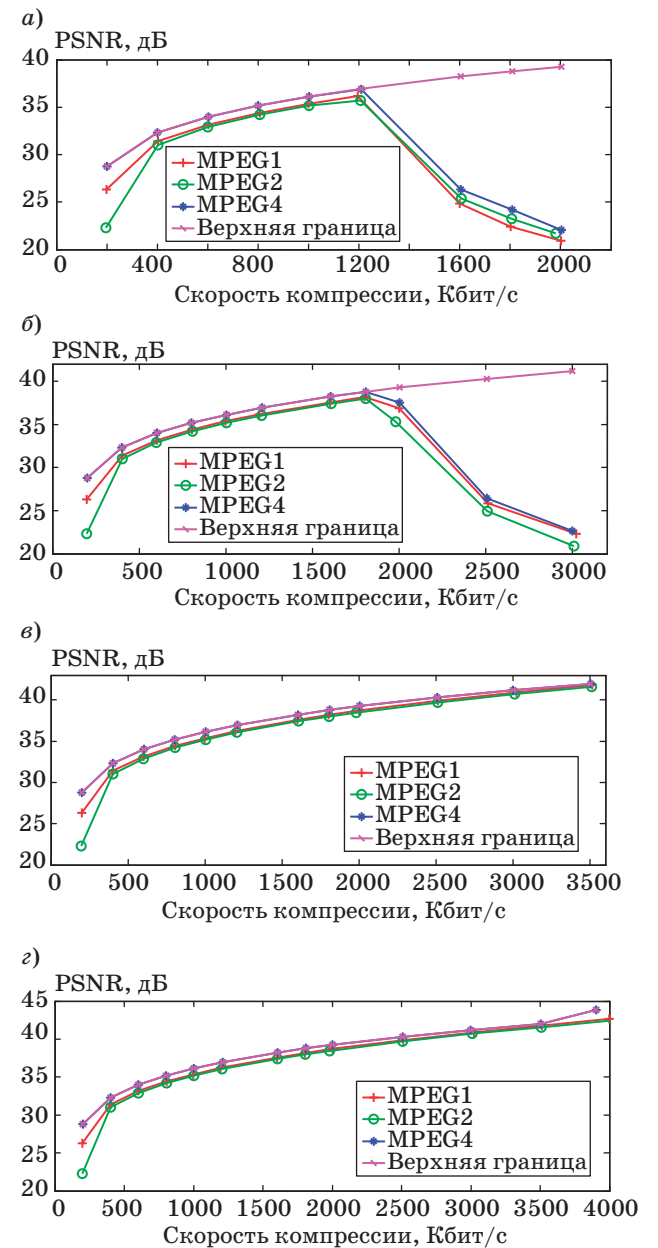
Результаты моделирования

В процессе моделирования оба видеоклипа кодировались тремя видеокодеками (MPEG1, MPEG2 и MPEG4) со скоростями кодирования (компрессии) R в диапазоне 200 ÷ 4000 Кбит/с (для клипа Foreman) и 1000 ÷ 4000 Кбит/с (для клипа Ref7). Отметим, что для обоих клипов даже на нижней границе диапазона скоростей кодирования обеспечивается отличное либо хорошее качество по шкале MOS. Кодированное видео передавалось по сети с возможными номинальными скоростями $V = 1; 2; 5,5$ и 11 Мбит/с.

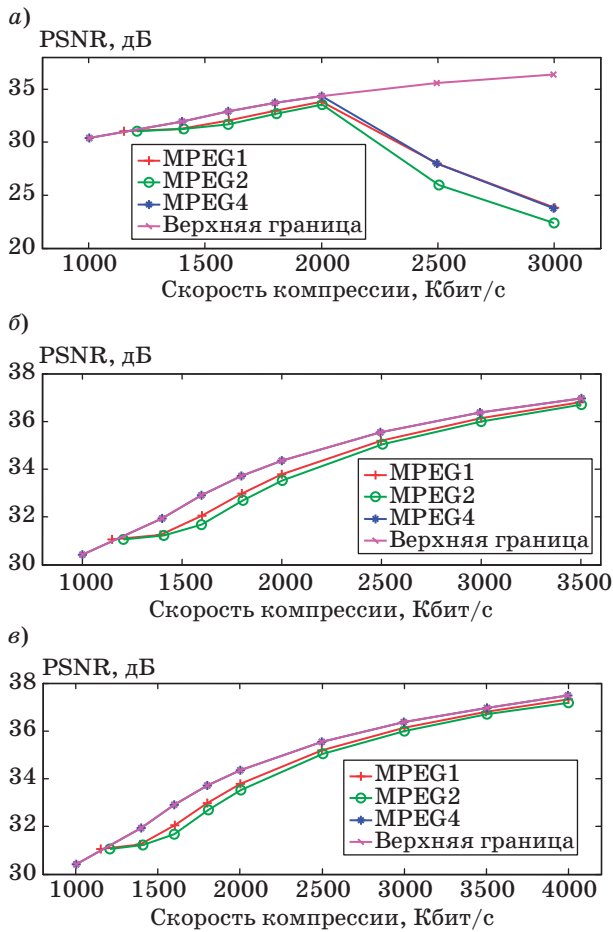
Топология 1. На рис. 4 представлены результаты вычисления ОСИ (PSNR) в декодированном клипе Foreman для указанных значений доступных скоростей. В качестве верхней границы на рис. 4 (и последующих рисунках) используется функция «PSNR — скорость кодирования», соответствующая видеокодеку MPEG4. Для клипа Ref7 результаты, характеризующие PSNR в декодированном видео, показаны на рис. 5. По результатам можно сделать выводы, что, во-первых, при номинальных скоростях 1 и 2 Мбит/с оптимальная (в смысле максимума PSNR) скорость кодирования R_0 несколько превосходит доступную скорость C (отношение R_0 / C находится в ин-

тервале от 1,04 до 1,31). Во-вторых, если скорость кодирования R не превосходит оптимальную скорость R_0 , влияние канала на качество принятого видео практически несущественно (ухудшение составляет от 0,01 до 0,5 дБ). В-третьих, при превышении оптимальной скорости кодирования R_0 качество принятого видео быстро падает до неприемлемых значений (плохое качество по шкале MOS).

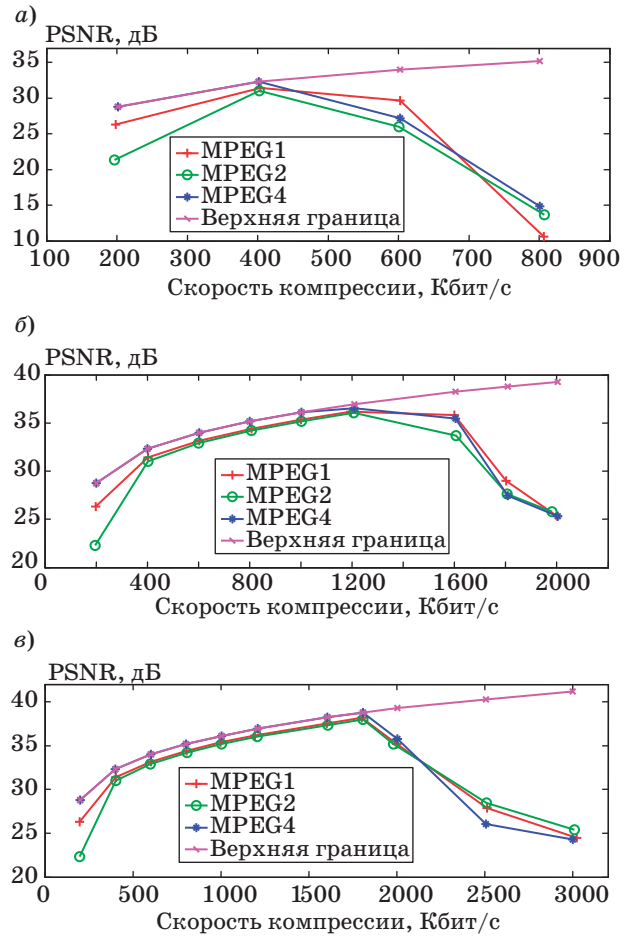
Топология 2. В этой топологии, как указано выше, присутствуют узлы, генерирующие ин-



■ **Рис. 4.** PSNR в декодированном видео: топология 1, клип Foreman, номинальная скорость $V = 1$ Мбит/с (а); 2 Мбит/с (б); 5,5 Мбит/с (в); 11 Мбит/с (г)



■ Рис. 5. PSNR в декодированном видео: топология 1, клип Ref7, номинальная скорость $V = 2$ Мбит/с (а); 5,5 Мбит/с (б); 11 Мбит/с (в)

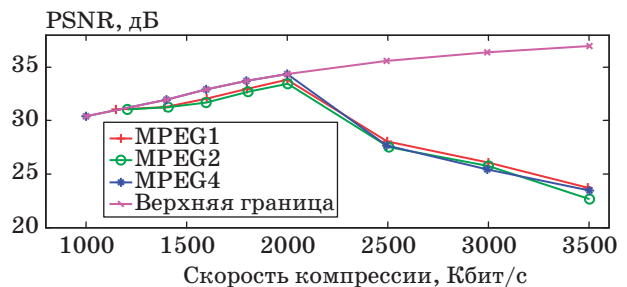


■ Рис. 6. PSNR в декодированном видео: топология 2, клип Foreman, номинальная скорость $V = 1$ Мбит/с (а); 5,5 Мбит/с (б); 11 Мбит/с (в)

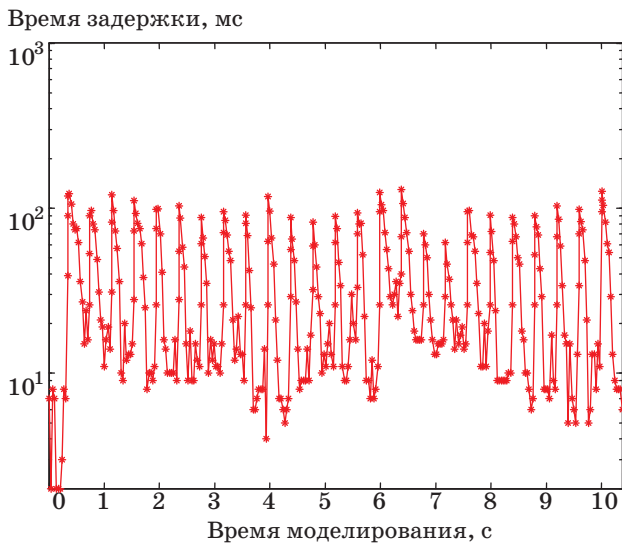
терферирующую помеху, и дополнительные промежуточные узлы. Влияние интерферирующей помехи и промежуточных узлов проявляется следующим образом. Интерферирующий трафик, во-первых, потребляет какую-то часть доступной скорости передачи в сети (в силу механизма доступа CSMA/CA) и, во-вторых, искажает передаваемый сигнал, приводя к дополнительным ошибкам в передаче. Промежуточные узлы, в свою очередь: а) также занимают какую-то часть доступной скорости передачи; б) могут отбрасывать пакеты из-за переполнения буфера и в) могут пропускать отправку кадра, если предыдущий кадр еще не завершил передачу. Рис. 6 иллюстрирует влияние перечисленных факторов при передаче клипа Foreman.

Для сети с топологией 2 характерно следующее (см. рис. 6). Во-первых, оптимальная скорость кодирования R_0 вновь оказывается близка к доступной скорости C (отношение R_0 / C находится в интервале от 0,95 до 1,04); во-вторых, проигрыш (относительно варианта передачи в то-

пологии 1) составляет 5–6 дБ. Для клипа Ref7 передача даже с наибольшей компрессией из рассмотренного диапазона (скорость кодирования $R = 1$ Мбит/с) сопровождалась неприемлемым качеством при номинальных канальных скоростях 1 и 2 Мбит/с. Результаты моделирования для скорости 11 Мбит/с показаны на рис. 7. Как видим, здесь отношение $R_0 / C = 1,15$, а проигрыш (отно-



■ Рис. 7. PSNR в декодированном видео: топология 2, клип Ref7, номинальная скорость $V = 11$ Мбит/с



■ **Рис. 8.** Текущее суммарное время задержки для клипа Foreman: топология 2, скорость кодирования $R = 200$ Кбит/с, номинальная скорость $V = 1$ Мбит/с

сительно варианта передачи в топологии 1) составляет около 5 дБ.

Таким образом, проведенные эксперименты показывают, что: 1) для обеих топологий оптимальная скорость кодирования R_0 оказывается близка к доступной скорости передачи C и 2) увеличение дальности передачи в 4 раза, достигаемое при использовании многоскачковой сети с интерферирующими узлами, сопровождается ухудшением PSNR на 5–6 дБ (при этом качество остается отличным по шкале MOS).

Суммарное время задержки. Анализ причин задержки при доставке видеокадров в рамках топологии 2 показал следующее. Задержки возникают вследствие затрат времени на передачу сообщения, его ожидание в очереди и необходимости ретрансляции на другой узел. Соседние узлы могут занимать общую среду, увеличивая время на передачу. Основным фактором, определяющим величину задержки, является соотношение скорости кодирования и доступной скорости передачи. Для оценки влияния этого соотношения были рассмотрены три варианта передачи с номинальной скоростью передачи $V = 1$ Мбит/с, что соответствует доступной скорости $C = 420$ Кбит/с. В первом варианте скорость кодирования R составляла 200 Кбит/с. На рис. 8 приведены текущие значения суммарного времени задержки при доставке видеокадров для клипа Foreman.

Как видно из графика, максимальное значение задержки не превосходит 150 мс, а джиттер находится в приемлемом диапазоне, так что буфер подходящего размера обеспечит плавное воспроизведение видео. При небольшом увеличении

скорости кодирования (до 230 Кбит/с) задержка резко увеличилась почти в 7 раз, достигнув 1 с. И, наконец, при $R = 400$ Кбит/с задержка в течение первой же секунды с момента начала передачи стала лавинообразно нарастать и достигла 8 с. Такая задержка допустима, если речь идет просто о доставке видео. Вместе с тем для интерактивных приложений приемлемая скорость кодирования, как видим, оказалась примерно вдвое меньше величины C , что, в свою очередь, привело к снижению PSNR примерно на 3 дБ.

Заключение

В данной работе анализировалось качество передачи видео в односкачковой и многоскачковой ad-hoc-сетях. Ключевым фактором, определяющим качество передачи, является отношение скорости кодирования видео R к доступной скорости передачи в сети C . С точки зрения максимизации PSNR в доставленном видео, оптимальное значение отношения R / C оказалось близким к 1 для обеих топологий. Увеличение дальности передачи вчетверо, достигаемое при переходе от односкачковой топологии к рассмотренной в работе многоскачковой топологии с интерферирующими узлами, сопровождалось ухудшением величины PSNR на 5–6 дБ. Тем не менее, качество доставленного видео оставалось отличным по шкале MOS. В интерактивных приложениях (с допустимой задержкой порядка 150 мс) оптимальное отношение R / C при передаче в многоскачковой сети оказалось существенно меньше 1: в наших экспериментах это отношение было близко к 0,5. Как следствие, PSNR в доставленном видео дополнительно снизилось примерно на 3 дБ.

Одним из инструментов улучшения качества передачи видео в ad-hoc-сетях представляется совершенствование использованного в работе алгоритма маршрутизации OLSR с тем, например, чтобы исключить появление парадоксов, аналогичных тому, что был отмечен при обсуждении полученных при моделировании доступных скоростей передачи в сети (см. табл. 3). Желательно, в частности, чтобы алгоритм маршрутизации учитывал не только доступность узлов, но и уровень отношения сигнал/шум на входе узла. Это позволит трафику с высокой чувствительностью к потерям пакетов проходить по более надежным каналам, пусть и с большим числом промежуточных узлов. Для менее чувствительного трафика или трафика с низкой интенсивностью можно использовать «прямой» маршрут с худшим значением сигнал/шум на входе узла. Такая модификация протокола маршрутизации позволит, как представляется, увеличить доступную скорость передачи в многоскачковой ad-hoc-сети.

Литература

1. Cai L., Shen X., Mark J. W. Multimedia Services in Wireless Internet // Modeling and Analysis. June 2009. P. 52–57.
2. Ramanathan R., Radi R. A Brief Overview of Ad Hoc Networks: Challenges and Directions // IEEE Communication Magazine. May 2002. P. 20–22.
3. Винель А. В., Дудин А. Н., Андреев С. Д., Тюрликов А. М. Анализ алгоритмов распространения тревожного сообщения с глобальным знанием в беспроводных сетях передачи данных с линейной топологией // Информационно-управляющие системы. 2010. № 3. С. 56–60.
4. Apostolopoulos J. G., Tan W.-T., Wee S. Video Streaming: Concepts, Algorithms and Systems // Technical Report HPL-2002-260. HP Laboratories, Sept. 2002. P. 1–34.
5. FFmpeg Multimedia System. <http://ffmpeg.org/documentation.html> (дата обращения: 25.01.2012).
6. RTP: A Transport Protocol for Real-Time Applications // Request for Comments (RFC) 3550. July 2003. <http://www.linuxdig.com/rfc/individual/3550.php> (дата обращения: 25.01.2012).
7. Handley M., Jacobson V. SDP: Session Description Protocol // Request for Comments (RFC) 2327. Apr. 1998. <http://www.linuxdig.com/rfc/individual/2327.php> (дата обращения: 25.01.2012).
8. Ohm J.-R. Multimedia Communication Technology. — Heidelberg: Springer, 2004. — 859 p.
9. Network Simulator 3. <http://www.nsnam.org/docs/release/manual.pdf> (дата обращения: 25.01.2012).
10. OLSR: Optimized Link State Routing Protocol // Request for Comments (RFC) 3626. Oct. 2003. <http://www.linuxdig.com/rfc/individual/3626.php> (дата обращения: 25.01.2012).
11. Anastasi G., Borgia E., Conti M., Gregory E. Wi-Fi in ad hoc mode: a measurement study: Proc. of IEEE Int. Conf. on Pervasive Computing and Communications. Mar. 2004. P. 145–154.
12. Чуйков А. В. Влияние размера пакета передачи видеосообщения на качество восстановленных видеопоследовательностей в беспроводных сетях // Телекоммуникации и транспорт. 2010. № 3. С. 32–34.

Международная выставка «Охрана, безопасность, противопожарная защита — SIPS 2012»
16–18 октября 2012

Место проведения: г. Краснодар, ВЦ «КраснодарЭКСПО»

Организатор

Выставочная компания ITE Moscow

При поддержке

МВД России

Министерства транспорта РФ

Федеральной таможенной службы

МЧС Краснодарского края

Администрации Краснодарского края

ВДПО

Основные разделы выставки

Технические средства обеспечения безопасности

Системы охранного телевидения и наблюдения

Защита информации, смарт-карты

Современные системы связи, оповещения и телекоммуникаций

Пожарная безопасность

Таможенный контроль

Пограничный контроль

Выставка SIPS 2012 по традиции будет проходить в рамках проекта IDES, объединившего на одной выставочной площадке 7 специализированных выставок. По признанию специалистов IDES, это уникальный отраслевой коммуникационный проект, сумевший охватить основные направле-

ния экономики края и объединить вокруг себя профессионалов.

Выставка представляет полный спектр продукции и услуг для комплексного обеспечения безопасности во всех сферах современной жизни.

Важным стимулом для участия и посещения выставки является насыщенная деловая программа, представленная конференциями, семинарами, круглыми столами. Участники — специалисты строительных компаний, проектно-монтажных организаций, торговли, органов управления, банков, армии, НИИ, представители отраслей промышленности.

Участникам выставки SIPS 2012 предоставится уникальная возможность встретиться на одной площадке с представителями отраслевых министерств и департаментов Южного федерального округа, специалистами ведущих нефтегазовых и энергетических компаний края.

Формирование выставочной экспозиции и деловой программы продолжается.

Дополнительная информация и справки

Тел.: +7 (495) 935-73-50, доб. 4242

Эл. адрес: ides@ite-expo.ru

Сайт: <http://www.ides-expo.ru/home/exhibitions/sips.aspx>

УДК 004.728.3.057.4

РАЗРЕШЕНИЕ КОНФЛИКТОВ В СИСТЕМАХ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИДЕНТИФИКАТОРОВ МЕТОК И ПРОЦЕДУРЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ КОМПЕНСАЦИИ КОНФЛИКТНЫХ СИГНАЛОВ

С. Г. Марковский,

канд. техн. наук, доцент

Н. В. Марковская,

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Предлагается модификация алгоритма разрешения конфликтов, описанного в стандарте ISO/IEC 18000-6. В отличие от стандартного алгоритма, для разрешения конфликтов используются идентификаторы меток и процедура последовательной компенсации конфликтных сигналов. Показывается, что алгоритм может быть представлен в терминах стек-алгоритма, устойчивого к ошибкам восстановления процедуры компенсации конфликтных сигналов. Исследуется влияние ошибок процедуры последовательной компенсации конфликтных сигналов на работу алгоритма разрешения конфликта.

Ключевые слова — системы радиочастотной идентификации, идентификаторы меток, процедура последовательной компенсации конфликтных сигналов, алгоритм разрешения конфликтов.

Введение

В настоящее время системы радиочастотной идентификации (Radio Frequency Identification Devices — RFID) находят широкое применение в различных областях [1]. В общем случае в системе имеется некоторое центральное устройство (считыватель) и множество меток. Считыватель должен уметь определять, какие метки находятся в его зоне действия. Для решения этой задачи считыватель по радиоканалу запрашивает метки. Все метки, которые успешно приняли этот запрос, посылают ответ, содержащий идентификатор метки. В системе должны быть приняты меры, которые позволяют либо разнести по времени сигналы от разных меток, либо обеспечить успешный прием сигналов даже при их наложении. В настоящей работе рассматриваются только способы, обеспечивающие разнесение сигналов по времени с помощью некоторого алгоритма разрешения конфликта. Такие способы описываются, в частности, в стандарте ISO/IEC 18000-6 [2], где упоминаются два варианта алгоритма

разрешения конфликта. Первый вариант основан на известном алгоритме ALOHA, второй — на древовидном алгоритме разрешения конфликтов, впервые предложенном в работах [3, 4]. В данной статье рассматривается второй вариант, который имеет преимущество перед первым [3–6].

Упрощенно работу системы идентификации, функционирующую согласно стандарту ISO/IEC 18000-6 при использовании древовидных алгоритмов разрешения конфликта, можно описать следующим образом. Все время функционирования системы разделено на непересекающиеся интервалы — сеансы. В начале очередного сеанса считыватель посылает *начальный запрос*, на который отвечают все метки, которые находятся в радиусе действия считывателя. Если нет меток, которые отвечают на начальный запрос, или есть только одна такая метка, то сеанс заканчивается. В противном случае происходит конфликт, т. е. наложение сигналов от разных меток. Во время сеанса конфликт разрешается с помощью древовидного алгоритма разрешения конфликта. В течение сеанса счи-

тыватель передает повторные запросы, на которые могут отвечать только те метки, которые отвечали на начальный запрос. Остальные метки не могут передавать до окончания сеанса даже в том случае, если окажутся в зоне действия считывателя. Одной из характеристик системы является *задержка идентификации* — интервал времени от момента появления метки в зоне действия считывателя до того момента, когда считыватель идентифицирует метку, т. е. успешно примет сигнал от метки. В статье предлагается для уменьшения задержки идентификации видоизменить алгоритм разрешения конфликтов, который описан в стандарте ISO/IEC 18000-6. Совместно рассматриваются следующие два направления: использование при разрешении конфликта уникальных идентификаторов меток и специальная обработка сигналов на считывателе, называемая *процедурой последовательного погашения конфликтных сигналов*. Следует отметить, что ранее, по отдельности, оба эти направления улучшения алгоритма разрешения конфликта уже рассматривались. Идея использовать адреса абонентских устройств обсуждалась в самых первых работах, посвященных древовидным алгоритмам. Различные варианты реализации этой идеи описаны и проанализированы в работах [5, 6]. Использование процедуры последовательного погашения конфликтных сигналов в древовидных алгоритмах впервые рассмотрено в публикации [7]. В этой работе был описан алгоритм, реализация которого на практике связана с существенными техническими проблемами. В дальнейшем были предложены алгоритмы, которые допускают более простую реализацию [8–10].

Описание модели системы

При описании модели системы будем использовать устоявшуюся терминологию для работ, в которых исследуются алгоритмы разрешения конфликтов в системах со случайным множественным доступом (СМД). Интервал времени, который начинается в момент передачи запроса и заканчивается моментом окончания передачи ответа на данный запрос, будем называть *окном*. При этом мы абстрагируемся от детального рассмотрения последовательности событий, которые происходят в окне. Для нас важным является лишь тот факт, что каждая находящаяся в зоне действия считывателя метка к началу окна получает от считывателя некоторую информацию о предыдущем окне, и на основе этой информации метка принимает решение передавать или не передавать в этом окне. Длительность окна зависит от особенностей реализа-

ции системы идентификации и, согласно данным, приведенным в стандарте ISO/IEC 18000-6, составляет порядка 4 мс. Далее будет введена модель системы, с помощью которой будут исследованы такие характеристики системы радиочастотной идентификации, как скорость идентификации и средняя задержка идентификации. Эти характеристики являются относительными. За единицу времени принята длительность окна. При этом под *скоростью идентификации* понимается некоторая условная величина, которая показывает среднее число меток, идентифицируемых в единицу времени при условии, что все метки постоянно находятся в зоне действия считывателя. В реальных системах перемещение меток зависит от назначения системы идентификации. Разработка математической модели, описывающей такое перемещение, является отдельной задачей. В большинстве работ, в которых исследуются алгоритмы разрешения конфликтов в системе идентификации [11, 12], процесс поступления меток в зону действия считывателя описывается пуассоновским потоком. В настоящей работе мы будем рассматривать следующую модель поступления меток. Если метка находится вне зоны действия считывателя, то к началу каждого очередного окна метка с некоторой вероятностью p перемещается в зону действия считывателя и с вероятностью $(1 - p)$ остается вне зоны. Если в некотором окне считыватель успешно принимает сигнал от метки, то считается, что произошла идентификация метки, и метка удаляется из зоны действия считывателя. Все последующее рассмотрение делается в предположении, что метка не может быть удалена из зоны действия считывателя до идентификации. *Задержка идентификации* — это случайная величина, равная числу окон, в течение которых метка находится в зоне действия считывателя. Математическое ожидание данной случайной величины — *средняя задержка идентификации*.

Далее в работе метки называются *абонентами*, а считыватель — *базовой станцией* (БС). С учетом вышесказанного систему можно рассматривать как систему передачи сообщений от абонентов к БС.

Данная система будет состоять из M абонентов и БС. Абоненты передают сообщения на БС по восходящему каналу связи. Ответную информацию о ситуации в восходящем канале абоненты получают от БС по нисходящему каналу связи. Каждому абоненту присваивается адрес, представленный в двоичной системе счисления. Диапазон возможных адресов изменяется от 0 до $M - 1$. Будем полагать $M = 2^l$, где l — разрядность адреса.

Сформулируем основные допущения модели, описывающей функционирование системы СМД. Совокупность данных допущений представлена в большинстве работ, посвященных СМД, и образует *классическую модель* СМД. Как правило, в этих работах классическая модель модифицируется или изменением отдельных допущений, или введением новых допущений.

Допущение 1. Синхронная система. Все время работы системы подразделяется на окна. Моменты разделения окон известны всем абонентам системы. Абонент может начинать передачу только в начале окна.

Допущение 2. Одинаковая длина сообщений. Все передаваемые сообщения имеют равную длину, принимаемую за единицу времени и совпадающую с длиной окна. Для таких сообщений будем использовать термин *пакет*. Окну с номером t (далее — просто окно t) будет соответствовать интервал времени $[t - 1, t)$.

Допущение 3. Троичная обратная связь. В каждом окне абонент может различать три ситуации в канале:

- нет передачи пакетов («ПУСТО»);
- передает один абонент («УСПЕХ»);
- два и более пакета передаются одновременно («КОНФЛИКТ»).

Следуя работам Цыбакова [3, 5], для трех вышеописанных ситуаций будем использовать обозначения П, У и К.

Допущение 4. Мгновенная обратная связь. Все абоненты узнают о состоянии канала в конце текущего окна до того, как необходимо принять решения о действиях в следующем окне.

Допущение 5. Безошибочная обратная связь. Канал связи свободен от ошибок. Все абоненты получают правильную информацию о состоянии в канале.

Допущение 6. Вернулливский входной поток. Будем полагать, что в одном окне у каждого абонента может появиться не более одного пакета. Вероятность появления пакета будем обозначать через p . Тогда

$$E \left[\sum_{i=0}^{M-1} X_i(t) \right] = pM = \lambda,$$

где $X_i(t)$ — случайная величина, равная числу пакетов, появившихся в окне с номером t у абонента с номером i ; λ — среднее число пакетов, возникающих у всех абонентов в одном окне, и $p = E[X_i(t)]$ для всех $t \geq 0$ и $i = 0, \dots, M - 1$.

Применительно к данной системе допущений далее сформулируем алгоритм, для которого будет приведено выражение для скорости алгоритма и получено значение средней задержки алгоритма.

Основные определения

Число пакетов, передаваемых в канал в окне t , образует *кратность конфликта* в окне t . Пустому окну соответствует *конфликт кратности 0*. Если в окне передает только один абонент, то это *конфликт кратности 1*.

Пусть в окне t возникает первоначальный конфликт кратности k . Правило, в соответствии с которым абоненты, участвующие в конфликте, принимают решение о передаче пакетов, называется *алгоритмом разрешения конфликта* (АРК).

Сеанс — интервал времени, соответствующий длительности АРК в окнах. Кратность сеанса k — число пакетов, передаваемых в первом окне сеанса. Если $k = 0$ или $k = 1$, то сеанс длится одно окно.

Каждому сеансу можно поставить в соответствие двоичное *дерево разрешения конфликта* (ДРК). Вершины дерева соответствуют окнам АРК. Корень дерева образует вершина, в которой наблюдается первоначальный конфликт. Концевые вершины дерева — окна с ситуациями {П} или {У}. При $k = 0$ или $k = 1$ корневая вершина дерева совпадает с концевой. ДРК, в котором в первоначальном конфликте все абоненты системы передают пакеты, образует *ДРК максимальной кратности*.

Правило, в соответствии с которым пакеты, поступающие в систему, могут присоединиться к АРК, называется *алгоритмом доступа к каналу* (АДК). *Блокированный АДК* предполагает, что пакеты, поступающие в систему в течение текущего сеанса, могут быть переданы в канал только в первом окне следующего сеанса. В данной статье будет использоваться именно *блокированный АДК*.

Древовидные алгоритмы разрешения конфликта

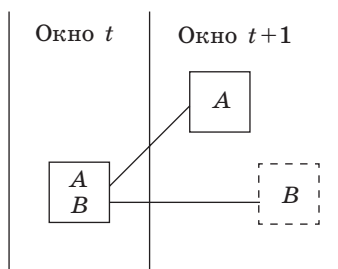
Данный класс алгоритмов показывает высокую эффективность при разрешении конфликтов и обеспечивает конечную задержку передачи сообщения в системе при сколь угодно большом числе абонентов. Древовидные алгоритмы были детально изучены как для схемы разбиения, использующей механизм подбрасывания монеты для разрешения конфликтов (*случайные паспорта*) [3, 4], так и для схемы, использующей адреса абонентов (*фиксированные паспорта*) [3, 4]. Эти алгоритмы при разрешении конфликтов не используют дополнительную информацию физического уровня.

Развитие методов цифровой обработки сигналов и методов помехоустойчивого кодирования привело к возможности использовать процедуру *последовательной компенсации конфликтных сиг-*

налов (ПККС) на физическом уровне [7]. ПККС можно рассматривать как декодирование с использованием некоторой дополнительной информации. Рассмотрим пример [7], иллюстрирующий, как ПККС позволяет повысить эффективность работы древовидных алгоритмов (рис. 1).

Пусть в окне t абоненты A и B одновременно передают пакеты, что приводит к их наложению. Обозначим через y_t сигнал, принятый БС к концу окна t , а через x_A и x_B — сигналы, соответствующие пакетам данных. Сигнал y_t формируется в результате наложения на входе приемника сигналов x_A и x_B и шумов. Далее при рассмотрении этого примера будем считать, что шумы в канале отсутствуют. Тогда можно записать: $y_t = x_A + x_B$, где знак «+» означает операцию смешивания сигналов. После обработки сигнала y_t БС выносит решение о том, что в окне t произошел конфликт. Сигнал y_t сохраняется БС в сигнальной памяти. Получив сигнал $y_{t+1} = x_A$ в конце окна $t + 1$, БС успешно выделяет сигнал x_A . По выделенному сигналу восстанавливается пакет абонента A . Далее БС выполняет процедуру ПККС и нейтрализует выделенный сигнал x_A из сохраненной смеси сигналов y_t . Можно записать $x_B = y_t - x_A$, где знак «-» означает операцию нейтрализации сигнала из смеси сигналов. В результате этой операции успешно восстанавливается сигнал x_B . Таким образом, дальнейшее разрешение конфликта не требуется. В рассмотренном примере длительность сеанса сокращается на одно окно по сравнению с традиционными древовидными алгоритмами.

Алгоритм, использующий ПККС, впервые был предложен в работе [7]. Авторы назвали его SICTA (Successive Interference Cancellation in a Tree Algorithm). При этом алгоритм был рассмотрен только для системы с бесконечным числом абонентов и неограниченной сигнальной памятью, используемой для хранения конфликтных сигналов. Наличие у БС потенциально неограниченного объема памяти для хранения конфликтных сигналов практически нереализуемо. В работах [8, 9] была рассмотрена модель алгоритма SICTA с единичной памятью, которая позволяет на прак-



■ Рис. 1. Использование процедуры ПККС



■ Рис. 2. Устройство базовой станции

тике существенно упростить процедуру ПККС. Введем новое допущение в модель системы относительно объема сигнальной памяти БС.

Допущение 7. БС с единичной сигнальной памятью. На физическом уровне БС имеется возможность сохранять только один принятый из канала связи сигнал.

Устройство БС представлено на рис. 2. БС имеет единичную сигнальную память и блоки, реализующие операцию определения ситуации в канале и процедуру ПККС.

Предлагаемый в данной работе алгоритм для системы с конечным числом абонентов и единичной сигнальной памятью будем рассматривать как комбинацию двух алгоритмов: алгоритма работы БС и алгоритма работы абонента.

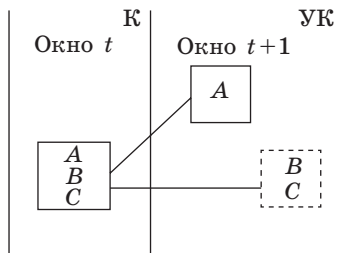
Алгоритм работы базовой станции

Базовая станция определяет ситуацию в канале. Согласно допущению 3 классической модели, в восходящем канале связи могут быть три различные ситуации {П, У, К}. Если ситуация в канале {У} и в последнем непустом окне был конфликт, БС выполняет процедуру ПККС, используя единичную сигнальную память. После данной процедуры по обратному нисходящему каналу связи абонентам передается расширенная информация о ситуации в канале.

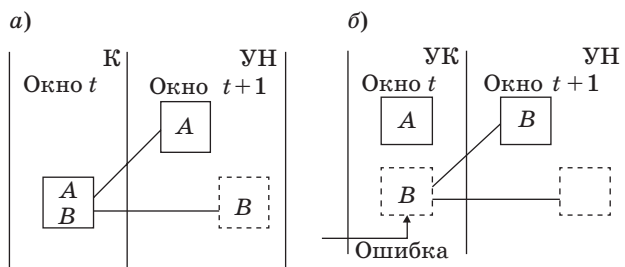
Допущение 8. Расширенная обратная связь. Объем обратной связи, доступной на подуровне управления доступом к среде (УДС) абонента, расширяется с учетом возможностей процедуры ПККС.

Расширенная обратная связь определяет 5 возможных ситуаций в канале:

- 1) П — «ПУСТО» (отсутствие передачи);
- 2) У — «УСПЕХ» (передает один абонент);
- 3) УН — «УСПЕХ и НЕ КОНФЛИКТ» (передает один абонент, а процедура ПККС позволяет восстановить оставшийся сигнал как пакет второго абонента или отсутствие передачи);



■ Рис. 3. Ситуация {УК} после процедуры ПККС



■ Рис. 4. Ситуация {УН} после процедуры ПККС

4) УК — «УСПЕХ и КОНФЛИКТ» (передает один абонент, а процедура ПККС позволяет восстановить оставшийся сигнал как конфликт); ситуация имеет место, когда в предыдущем окне был конфликт кратности 3 и более (рис. 3);

5) К — «КОНФЛИКТ» (одновременно передают два и более абонента).

Ситуация УН соответствует двум случаям:

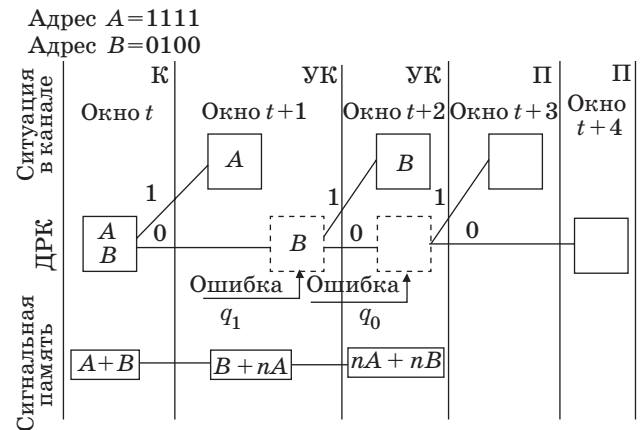
- процедура ПККС успешно восстанавливает оставшийся сигнал как пакет данных (в предыдущем окне был конфликт кратности 2, рис. 4, а);
- процедура ПККС восстанавливает оставшийся сигнал как отсутствие передачи (в предыдущем окне был ложный конфликт кратности 1 при возникновении ошибки в процедуре ПККС, рис. 4, б). Ошибки процедуры ПККС подробнее будут рассмотрены в следующем разделе.

Сигнал восходящего канала сохраняется в сигнальной памяти только при ситуациях {К} и {УК}.

Возможные ошибки процедуры ПККС

В реальных приемных устройствах с процедурой ПККС возможно появление ошибок, обусловленных наличием «остаточных сигналов» после нейтрализации принятого сигнала в исходном составном сигнале. Для примера рассмотрим ДРК между абонентами А и В (рис. 5).

После окна t , в котором имела место ситуация {К}, в сигнальной памяти сохраняется смесь сигналов А и В. В окне $t + 1$ БС успешно принимает сигнал А и выполняет процедуру ПККС, пытаясь восстановить сигнал В, используя сигнальную

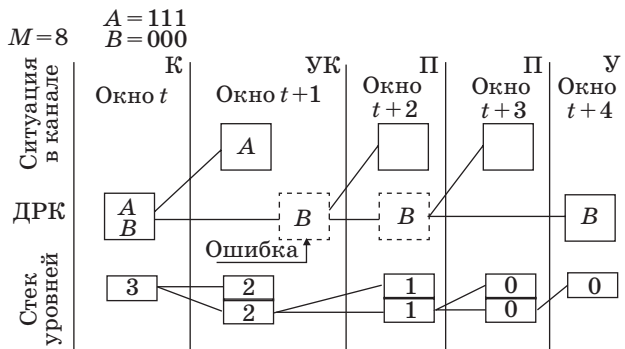


■ Рис. 5. Пример ДРК с ошибками восстановления в процедуре ПККС

память и нейтрализуя сигнал А. При этом может произойти ошибка в процедуре ПККС ввиду наличия остаточного сигнала n_A при нейтрализации сигнала А. В этом случае декодер не может правильно декодировать сигнал В и делает вывод о том, что пакет с данными искажен. БС определяет ситуацию как {УК}, и в сигнальной памяти сохраняется смесь сигналов В и n_A . Следовательно, возникает ложный конфликт кратности 1, который далее надо разрешать. Вышеописанная ошибка называется *ошибкой восстановления сигнала пакета (полезного сигнала) после нейтрализации успешно принятого сигнала*. Вероятность возникновения такой ошибки будем обозначать q_1 . Согласно АРК, в окне $t + 2$ повторно передается пакет В. БС успешно принимает сигнал В и выполняет процедуру ПККС. При этом возможна другая ошибка ПККС, когда в результате восстановления сигнала n_A и наличия остаточного сигнала n_B БС воспринимает ситуацию как ложный конфликт кратности 0, который разрешается в последующих окнах. БС определяет ситуацию как {УК}, и в сигнальной памяти сохраняется смесь сигналов n_A и n_B . Такую ошибку будем называть *ошибкой восстановления шумового сигнала после нейтрализации успешно принятого сигнала*, а через q_0 обозначать вероятность возникновения данной ошибки. Разрешение ложного конфликта потребует двух дополнительных пустых окон $t + 3$ и $t + 4$. Если ошибка в окне $t + 2$ не происходит (вероятность события $1 - q_0$), БС выделяет остаточный сигнал n_A , который не связан с полезным сигналом и формирует ситуацию {УН}. В этом случае сеанс завершается в окне $t + 2$.

Все вышесказанное сформулируем в следующем допущении.

Допущение 9. Неточная обратная связь. В силу ошибок восстановления информация обратной



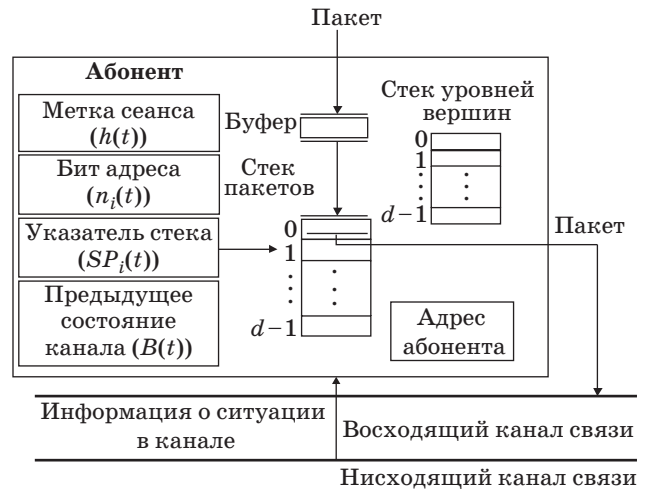
■ Рис. 6. Пример выхода алгоритма из заикливания

связи, поступающая на подуровень УДС абонента, не точна. Значения вероятностей ошибок восстановления после нейтрализации успешно принятого сигнала q_0 и q_1 одинаковы для всех окон, в которых выполняется процедура ПКС.

В работе [10] показано, что при возникновении ложного конфликта кратности 1 алгоритм SICTA со случайными паспортами заикливаются. Авторы [10] разработали алгоритм SICTA с компенсацией при успехе и конфликте, устойчивый к ошибкам восстановления. При этом для устранения эффекта заикливания пришлось отказаться от пропуска некоторых конфликтных окон, что привело к снижению скорости алгоритма SICTA. Рассматриваемый в работе алгоритм для схемы с фиксированными паспортами свободен от проявления эффекта заикливания, так как ДРК является конечным и алгоритм выходит из заикливания (рис. 6) при достижении конечных вершин ДРК максимальной кратности. Для обнаружения этого события служит стек уровней вершин, в котором нулевое содержимое верхней ячейки говорит о том, что вершина ДРК является концевой. Правила работы стека уровней вершин будут рассмотрены далее при описании алгоритма работы абонента.

Устройство абонента

Устройство абонента представлено на рис. 7. Каждый абонент имеет свой уникальный адрес, предназначенный для разрешения конфликтов. Для хранения пакета, поступающего в течение сеанса, используется буфер, состоящий из одной ячейки. Если за время сеанса к абоненту поступает большее число пакетов, то они не обрабатываются абонентом и считаются потерянными. В момент начала нового сеанса пакет из буфера переписывается в верхнюю ячейку стека пакетов. Подобная модель буфера на две ячейки детально описана [6]. В настоящей работе роль второй ячейки выполняет верхняя ячейка стека пакетов.



■ Рис. 7. Устройство абонента

Стек пакетов — запоминающее устройство, состоящее из $d = \log_2 M + 1$ ячеек. В процессе разрешения конфликта абонент перемещает пакет по стеку в соответствии с инструкциями алгоритма, т. е. всегда занята только одна ячейка стека, на которую показывает указатель стека $SP_i(t)$. Если $SP_i(t) = 0$, то абонент передает пакет в канал.

Переменная $h(t)$ служит для определения границ сеансов. Если $h(t) = 0$, то текущий сеанс завершен и начинается новый сеанс. Переменная $B(t)$ хранит ситуацию, которая наблюдалась в канале в последнем непустом окне и может принимать значения {K} или {Y}. Бит адреса $n_i(t)$ определяет номер текущего бита адреса $a_i(n_i(t))$, используемого для разрешения конфликта. И, наконец, абонент имеет стек уровней вершин дерева, который имеет глубину $\log_2 M + 1$ и строится на основе ДРК. Он служит для определения уровней вершин ДРК. В ячейках стека уровней вершин хранятся номера уровней, соответствующие отдельным вершинам ДРК. Подобный стек используется в работе [13] для определения концевых вершин ДРК при наличии ложных конфликтов в канале под названием «терминальный стек». Отличие стека уровней вершин от терминального стека заключается в содержании ячеек стека. Если терминальный стек хранит в ячейке число абонентов, способных передавать в определенной вершине дерева, то стек уровней вершин — номер уровня вершины. Кроме того, используемая в инструкциях для терминального стека операция деления на 2 заменена в стеке уровней вершин операцией вычитания.

Следует отметить, что переменные $SP_i(t)$ и $n_i(t)$ определяют движение пакета абонента по дереву (стеку пакетов) и являются индивидуальными для каждого абонента, в то время как переменные $h(t)$ и $B(t)$ являются глобальными и вычисля-

ются всеми абонентами одинаково. Стек уровней вершин — глобальный стек (заполняется одинаково всеми абонентами).

Алгоритм работы абонента

В начале первого окна сеанса для алгоритма задаются начальные значения переменных. Если в буфере абонента есть пакет, то он перемещается в верхнюю ячейку стека и $SP_i(t) = 0$, в противном случае $SP_i(t) = -1$. Кроме того, задаются следующие значения переменных: $n_i(t) = l$, $h(t) = 1$, $B(t) = \{Y\}$, $TS(0) = l$, $TS(1) = \dots = TS(d - 1) = -1$, где $TS(i)$ — содержимое ячейки стека уровней вершин с номером i . В верхнюю ячейку стека уровней вершин заносится номер уровня, соответствующий корневой вершине ($TS(0) = l$).

Обозначим через $TS(i)(t)$ — содержимое ячейки стека уровней вершин с номером i в окне t . Если $TS(i)(t) = 0$, то это говорит о том, что вершина дерева является концевой в ДПК максимальной кратности и абонент использовал все биты адреса для разрешения конфликта.

Приведем инструкции алгоритма.

Инструкции работы для стека уровней вершин.

- 1. Если $\eta(t) = \{K\}$, то $TS(0)(t + 1) = TS(1)(t + 1) = TS(0)(t) - 1$; $TS(2)(t + 1) = TS(1)(t)$;

...

$TS(d - 1)(t + 1) = TS(d - 2)(t)$.

- 2. Если $\eta(t) = \{Y\}$, или $\eta(t) = \{\Pi\}$ и $B(t) = \{Y\}$, или $\eta(t) = \{YK\}$ и $TS(0)(t) = 0$ (концевая вершина ДПК максимальной кратности), то

$TS(0)(t + 1) = TS(1)(t)$;
 $TS(1)(t + 1) = TS(2)(t)$;

...

$TS(d - 2)(t + 1) = TS(d - 1)(t)$;
 $TS(d - 1)(t + 1) = -1$.

- 3. Если $\eta(t) = \{\Pi\}$ и $B(t) = \{K\}$ или $\eta(t) = \{YK\}$ и $TS(0)(t) \neq 0$, то

$TS(0)(t + 1) = TS(1)(t + 1) = TS(1)(t) - 1$.

- 4. Если $\eta(t) = \{YH\}$, то $TS(0)(t + 1) = TS(2)(t)$;
 $TS(1)(t + 1) = TS(3)(t)$;

...

$TS(d - 3)(t + 1) = TS(d - 1)(t)$;
 $TS(d - 2)(t + 1) = TS(d - 1)(t + 1) = -1$.

Инструкции для $SP_i(t)$.

- 1. Если пакет передавался в окне, т. е. $SP_i(t) = 0$, то:

- если $\eta(t) = \{Y\}$, или $\eta(t) = \{YH\}$, или $\eta(t) = \{YK\}$, то пакет покидает стек и абонент прекращает вычисление величины $SP_i(t)$ ($SP_i(t) = -1$);
- если $\eta(t) = \{K\}$, то $SP_i(t + 1) = 1 - a_i(n_i(t))$.

- 2. Если пакет не передавался в окне и $SP_i(t) = 1$, то:

- если $\eta(t) = \{K\}$, то $SP_i(t + 1) = 2$;
- если $\eta(t) = \{Y\}$ или $\eta(t) = \{YK\}$ и $TS(0)(t) = 0$ (ошибка), то $SP_i(t + 1) = 0$;

- если $\eta(t) = \{YH\}$, то пакет покидает стек и абонент прекращает вычисление величины $SP_i(t)$ ($SP_i(t) = -1$);

- если $\eta(t) = \{\Pi\}$ и $B(t) = \{Y\}$, то $SP_i(t + 1) = 0$;
- если $\eta(t) = \{\Pi\}$ и $B(t) = \{K\}$ или $\eta(t) = \{YK\}$ и $TS(0)(t) \neq 0$, то $SP_i(t + 1) = 1 - a_i(n_i(t))$.

- 3. Если пакет не передавался в окне и $SP_i(t) \geq 2$, то:

- если $\eta(t) = \{K\}$, то $SP_i(t + 1) = SP_i(t) + 1$;
- если $\eta(t) = \{Y\}$ или $\eta(t) = \{\Pi\}$ и $B(t) = \{Y\}$, то $SP_i(t + 1) = SP_i(t) - 1$;

- если $\eta(t) = \{YH\}$, то $SP_i(t + 1) = SP_i(t) - 2$;
- если $\eta(t) = \{\Pi\}$ и $B(t) = \{K\}$ или $\eta(t) = \{YK\}$, то $SP_i(t + 1) = SP_i(t)$.

Инструкции для $n_i(t)$.

- 1. Если пакет передавался в окне, т. е. $SP_i(t) = 0$ и $\eta(t) = \{K\}$, или если $SP_i(t) = 1$, $\eta(t) = \{\Pi\}$ и $B(t) = \{K\}$, или если $SP_i(t) = 1$, $\eta(t) = \{YK\}$ и $TS(0)(t) \neq 0$, то $n_i(t + 1) = n_i(t) - 1$.

- 2. Во всех остальных случаях $n_i(t + 1) = n_i(t)$.

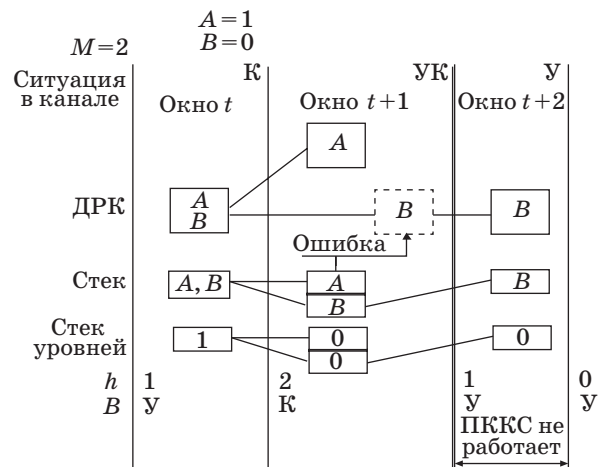
Инструкции для $h(t)$.

- 1. Если $h(t) = 0$, то сеанс завершен.
- 2. Если $h(t) \geq 1$, то:
 - если $\eta(t) = \{K\}$, то $h(t + 1) = h(t) + 1$;
 - если $\eta(t) = \{Y\}$, или $\eta(t) = \{\Pi\}$ и $B(t) = \{Y\}$, или $\eta(t) = \{YK\}$ и $TS(0)(t) = 0$, то $h(t + 1) = h(t) - 1$;
 - если $\eta(t) = \{YH\}$, то $h(t + 1) = h(t) - 2$;
 - если $\eta(t) = \{\Pi\}$ и $B(t) = K$ или $\eta(t) = \{YK\}$ и $TS(0)(t) \neq 0$, то $h(t + 1) = h(t)$.

Инструкции для $B(t)$.

- если $\eta(t) = \{Y\}$ или $\eta(t) = \{YH\}$, то $B(t + 1) = \{Y\}$;
- если $\eta(t) = \{K\}$ или $\eta(t) = \{YK\}$ и $TS(0)(t) \neq 0$, то $B(t + 1) = \{K\}$;
- если $TS(0)(t) = 0$, то $B(t + 1) = \{Y\}$.

Пример ДПК двух абонентов, иллюстрирующий алгоритм работы абонента, представлен на



■ Рис. 8. Пример алгоритма работы абонента

рис. 8. В окне $t + 1$ возникает ложный конфликт кратности 1, и БС формирует ситуацию УК. По содержимому верхней ячейки стека уровней вершин абонент определяет, что окно $t + 1$ соответствует вершине уровня 0, т. е. концевой вершине, и изменяет значение переменной $B(t + 1)$ на {У}. Поэтому в дополнительном окне $t + 2$ процедура ПККС не выполняется, и пакет абонента B успешно принимается БС. Подобный алгоритм разрешения конфликта, когда ложный конфликт кратности 0 или 1 возникал в вершине ДРК уровня 0, был детально исследован [13].

Скорость алгоритма

Для модели абонента с двумя ячейками понятие скорости алгоритма R было введено Капетанакисом [4] как отношение числа пакетов, переданных в сеансе максимальной кратности M , к длительности сеанса L_{\max} :

$$R = \frac{M}{L_{\max}} = \frac{M}{2M - 1}, \quad (1)$$

где $2M - 1$ — длина сеанса кратности M . Для предложенного в статье алгоритма, учитывающего ошибки процедуры ПККС, длительность сеанса максимальной кратности можно определить по формуле

$$\begin{aligned} L_{\max} &= 2M - 1 - \frac{1}{2}M(1 - q_1) + \frac{1}{2}Mq_1 = \\ &= \frac{3M}{2} + Mq_1 - 1. \end{aligned} \quad (2)$$

Подставив (2) в (1), получим

$$R = \frac{1}{-\frac{1}{M} + q_1 + \frac{3}{2}}. \quad (3)$$

При $M \rightarrow \infty$ $R \rightarrow \frac{2}{3 + 2q_1}$.

По выражению (3) можно рассчитать значение параметра скорости идентификации, определение которого было дано при описании модели системы. Следует отметить, что скорость идентификации зависит только от вероятности ошибки q_1 .

Средняя задержка алгоритма

Если для расчета скорости предложенного в статье алгоритма можно воспользоваться методикой, описанной в работах [6, 13], то для расчета средней задержки ее применять нельзя, что связано с особенностями использования процедуры ПККС в алгоритме.

Стандарт ISO/IEC 18000-6 предписывает использовать для разрешения конфликтов блоки-

■ Таблица 1

Интенсивность	Средняя задержка $M = 16$	
	НСА	Предложенный в работе алгоритм при $q = 1,0$
0,05	1,16	1,145
0,1	1,379	1,357
0,15	1,698	1,674
0,2	2,193	2,15
0,25	3,012	2,86
0,3	4,449	3,892
0,35	7,06	5,33
0,4	11,58	7,211

■ Таблица 2

M	q_{\max}	M	q_{\max}
8	1,0	64	0,65
16	1,0	128	0,55
32	0,8	256	0,45

рованный немодифицированный стек-алгоритм (НСА) [3, 4].

Представленные далее численные результаты для предложенного в работе алгоритма получены применительно к описанной выше модели системы путем моделирования системы в течение 10 млн окон, что позволило обеспечить точность результатов 0,01. Результаты приведены для случая, когда значения вероятностей ложных конфликтов q_0 и q_1 , возникающих при выполнении процедуры ПККС, одинаковы между собой и равны некоторому значению q , т. е. $q_0 = q_1 = q$.

В табл. 1 приведены значения средней задержки при различных интенсивностях входного потока для системы, состоящей из 16 абонентов, для НСА (расчет по методике [6]) и предложенного в работе алгоритма при $q = 1$ (процедура ПККС всегда выполняется с ошибками). Результаты моделирования показывают, что при небольшом числе абонентов (8, 16) предложенный алгоритм всегда выигрывает у НСА, в том числе и при постоянных ошибках в процедуре ПККС.

В табл. 2 приведены максимальные значения вероятностей ложных конфликтов q_{\max} , возникающих при выполнении процедуры ПККС, при которых предложенный алгоритм имеет выигрыш по задержке у НСА при любой интенсивности входного потока и числе абонентов от 8 до 256.

Заключение

В данной работе предложен и исследован алгоритм разрешения конфликтов в системах радиочастотной идентификации, основанный на ис-

пользовании идентификаторов меток и процедуры ПЖКС. Для исследования алгоритма система радиочастотной идентификации была описана моделью системы случайного множественного доступа. С использованием данной модели получено выражение для скорости идентификации (число меток, идентифицируемых в единицу времени) и путем моделирования определена зависимость средней задержки идентификации от ин-

тенсивности входного потока при различном числе абонентов в системе и различных вероятностях ложных конфликтов.

Полученные результаты анализа показывают, что даже при существенных ошибках в работе процедуры ПЖКС предложенный алгоритм дает выигрыш по средней задержке идентификации по сравнению с алгоритмом, описанным в стандарте ISO/IEC 18000-6.

Литература

1. Джунян В. Л., Шаньгин В. Ф. Электронная идентификация. Бесконтактные электронные идентификаторы и смарт-карты. — М.: АСТ; ИТ-Пресс, 2004. — 695 с.
2. Information Technology — Radio Frequency Identification (RFID) for Item Management. Part 6: Parameters for Air Interface Communications at 860 MHz to 960 MHz. International Standard ISO/IEC 18000-6, 2004. <http://www.youwokeji.com.cn/down/18000-6.pdf> (дата обращения: 17.02.2012).
3. Цыбаков Б. С., Михайлов В. А. Свободный синхронный доступ пакетов в широкополосный канал с обратной связью // Проблемы передачи информации. 1978. Т. 14. № 4. С. 32–59.
4. Capetanakis J. L. Generalized TDMA. The Multi-Accessing Tree Protocol Channels // IEEE Trans. Commun. 1979. Vol. 27. N 10. P. 1476–1483.
5. Цыбаков Б. С. и др. Множественный доступ с разрешением конфликтов с помощью номеров станций // Проблемы передачи информации. 1992. Т. 28. № 3. С. 27–39.
6. Тюрликов А. М., Марковский С. Г. Использование адресов абонентов для организации доступа к высокоскоростному каналу связи // Информационно-управляющие системы. 2003. № 1. С. 32–38.
7. Yu Y., Giannakis G. B. High-throughput random access using successive interference cancellation in a tree algorithm // IEEE Transactions Inform. Theory. 2007. Vol. 53. N 19. P. 4628–4639.
8. Peeters G., Houdt B., Blondia C. A multi access tree algorithm with free access, interference cancellation and single signal memory requirements // Performance Evaluation. 2007. Vol. 64. N 9–12. P. 1041–1052.
9. Houdt B., Peeters G. FCFS tree algorithms with interference cancellation and single signal memory requirements // Proc. Int. Workshop on Multiple Access Commun. 2008. Vol. 1. P. 1–6.
10. Андреев С. Д., Пустовалов Е. В., Тюрликов А. М. Древоподобный алгоритм разрешения конфликта, устойчивый к неполному погашению интерференции // Автоматика и телемеханика. 2009. № 3. С. 78–96.
11. Katheeya Parveen et al. Analysis of bit grouping algorithm for collision resolution in passive RFID tags // Intern. Journal of Engineering Science and Technology. 2010. Vol. 2(9). P. 4192–4204.
12. Don R. Hush, Cliff Wood. Analysis of Tree Algorithms for RFID Arbitration: IEEE Intern. Symp. on Information Theory // IEEE. 1998. P. 107.
13. Тюрликов А. М., Марковский С. Г. Использование адресов абонентов для разрешения конфликтов в канале с шумом // Информационно-управляющие системы. 2006. № 2. С. 27–37.

УДК 004.728.3.057.4

ИТЕРАТИВНЫЙ ЭКВАЛАЙЗЕР В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ С АДАПТИВНОЙ ОЦЕНКОЙ КАНАЛА

Е. В. Пустовалов¹,

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматриваются схемы итеративной эквализации и оценки параметров канала в частотной области применительно к системам с модуляцией на одной несущей. Предлагается комбинированный алгоритм адаптивной оценки параметров канала в частотной области, включающий в себя поэтапный переход от более устойчивых к ошибкам, но менее точных алгоритмов оценки к более точным, но менее устойчивым. Исследуется качество работы схемы совместной эквализации и оценки канала в канале с многолучевым распространением путем имитационного моделирования.

Ключевые слова — эквалайзер, оценка параметров канала, канал с многолучевым распространением, модуляция на одной несущей.

Введение

При передаче цифрового сигнала по беспроводному каналу связи в канале возникает эффект многолучевого распространения, который приводит к межсимвольной интерференции в принятом сигнале. Для борьбы с межсимвольной интерференцией на приемной стороне используют эквалайзеры. В традиционных системах передачи на одной несущей используют эквалайзеры во временной области с обратной связью по решению (DFE) [1]. Такие эквалайзеры обеспечивают низкую вероятность ошибки и могут работать в достаточно быстро меняющихся каналах, однако имеют большую сложность, особенно в многолучевых каналах с длинным откликом. В альтернативных системах передачи с ортогональным частотным разделением (OFDM) [2] применяют эквалайзеры в частотной области, основанные на использовании быстрого преобразования Фурье (БПФ), которые при той же вероятности ошибки имеют меньшую сложность. Эффективная схема приема OFDM-сигнала привела к широкому распространению OFDM-модуляции в современных стандартах связи, таких как IEEE 802.11, IEEE 802.16 и др. Однако OFDM-системы имеют недостаток, заклю-

чающийся в большем, по сравнению с традиционными системами модуляции во временной области, отношении максимальной мощности сигнала к средней, называемом «пик-фактор» [3]. Большие значения пик-фактора приводят к увеличению требований к качеству работы усилителей и тем самым к удорожанию оборудования.

Указанный недостаток OFDM-систем обусловил появление в последних стандартах мобильной связи, таких как LTE, модуляции на одной несущей с добавлением циклического префикса [4], которая позволяет объединить достоинства как OFDM-систем (возможность использовать эффективную схему эквализации в частотной области), так и систем с одной несущей (меньший пик-фактор). Таким образом, большинство новейших систем связи используют на приемной стороне эквалайзер в частотной области. Однако сосуществование в настоящее время как систем с традиционной модуляцией без циклического префикса, так и новых систем с циклическим префиксом приводит к необходимости разработки аппаратных средств, способных принимать сигналы обоих видов. При этом в целях удешевления стоимости такого оборудования возникает задача эквализации обоих типов сигналов в частотной области. Тем не менее линейные эквалайзеры в частотной области, используемые в OFDM-подобных системах, для систем без циклического префикса значительно уступают DFE-эквалайзерам во временной области по вероятности ошибки. Улучшить

¹ Научный руководитель — доктор технических наук, профессор кафедры комплексной защиты информации Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения А. М. Тюрликов.

качество работы линейного эквалайзера позволяет итеративная процедура, называемая турбоэквализацией [5].

Качество работы турбоэквалайзера зависит от точности оценки передаточной функции (ПФ) канала. В OFDM-системах для оценки ПФ канала выделяются специальные поднесущие, на которых передаются известные на приемной стороне так называемые «пилотные» символы [6]. В системах, не относящихся к OFDM, подчастоты с пилотными символами отсутствуют. Рассматриваемые в работах по турбоэквализации алгоритмы оценки канала [7] имеют большую сложность, которая нивелирует эффективность построения схемы эквализации в частотной области. Таким образом, становится актуальной задача совместного рассмотрения турбоэквализации и оценки канала в частотной области для систем с модуляцией на одной несущей. Такая схема предлагается в данной работе.

Обозначения и модель системы

В данной статье мы будем использовать следующую систему обозначений:

- вектор, состоящий из значений сигнала во временной области, обозначается строчной буквой, жирным шрифтом: **x**;
- вектор, состоящий из значений сигнала в частотной области, обозначается прописной буквой, жирным шрифтом: **X**;
- *i*-й элемент вектора: x_i ;
- *t*-й блок сигнала **x** или значение **x** для *t*-го блока: **x**(*t*);
- значение **x** на *l*-й итерации итеративного алгоритма: **x**^[*l*];
- математическое ожидание **x**: E[**x**];
- комплексное сопряжение **x**: **x**^{*};
- свертка векторов **a** и **b**: **a*****b**.

Далее в статье термины вектор, сигнал и последовательность равнозначны.

Будем рассматривать следующую модель системы (рис. 1). Последовательность **m** информационных символов проходит через кодер помехоустойчивого кода, который переводит ее в последовательность **x** кодовых символов. Каждый символ выходной последовательности **x** принадлежит множеству $S = \{s_1 \dots s_M\}$ кодовых символов, далее называемому выходным алфавитом, где *M* — размер выходного алфавита. Будем предполагать, что распределение символов на выходе кодера подчиняется следующему допущению.

Допущение 1. Элементы выходной последовательности имеют равномерное распределение на множестве символов выходного алфавита.

Тогда средняя мощность сигнала **x**, которую определим как среднюю энергию одного элемента x_i , равна

$$P \triangleq E[|x_i|^2] = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |s_m|^2. \tag{1}$$

Помимо кодирования помехоустойчивым кодом и модуляции кодер вставляет в выходной сигнал **x** заранее известную как передатчику, так и приемнику последовательность **r** длиной *K*, которая называется пилотной последовательностью.

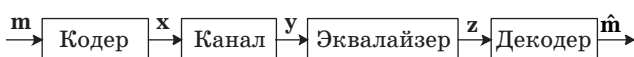
Дальнейшее прохождение сигнала **x** через радиочастотный тракт передатчика и приемника, а также реальный радиоканал заменим эквивалентной моделью канала, состоящей из линейного дискретного фильтра с импульсной характеристикой **h** длиной *L*, на выходе которого добавляется аддитивный белый гауссов шум **n** с дисперсией σ^2 . Согласно введенной модели, символы **y** на выходе канала вычисляются как

$$y_i = \sum_{j=0}^{L-1} x_{i-j} h_j + n_i. \tag{2}$$

Характеристику канального фильтра **h** будем называть откликом канала. Результат преобразования Фурье от отклика канала (**H**) будем называть частотной ПФ канала. Прохождение сигнала **x** через канальный фильтр **h** приводит к возникновению межсимвольной интерференции (МСИ) в сигнале **y** на выходе канала.

На приемной стороне сигнал **y** проходит через эквалайзер, задача которого состоит в том, чтобы по возможности исключить вносимую канальным фильтром МСИ. Сигнал **z** на выходе эквалайзера поступает на декодер, задача которого — восстановить значения символов исходной кодируемой последовательности **m**.

При эквализации во временной области принятый сигнал **y** обрабатывается последовательно символ за символом. При эквализации в частотной области сигнал **y** разбивается на блоки длиной *N* (*N* > *L*), к каждому из которых применяется алгоритм, основанный на использовании БПФ. Такой подход позволяет эквалайзерам в частотной области иметь меньшую сложность по сравнению с эквалайзерами во временной области. Обозначим номер текущего блока *t*. Алгоритм частотной эквализации в OFDM-подобных системах основан на допущении, что блок принятых символов **y**(*t*) является циклической сверткой переданного блока **x**(*t*) с откликом канала **h**. В таких системах данное условие обеспечивает защитный интервал, вставляемый на передающей стороне между блоками данных и называемый цикличе-



■ Рис. 1. Модель системы

ским префиксом [8]. В данной статье рассматривается система передачи без защитного интервала. При поблочной частотной эквалализации сигнала без циклического префикса на краях блока $\mathbf{z}(t)$ на выходе эквалайзера будут скапливаться ошибки [9]. В этом случае для уменьшения вероятности ошибки на выходе декодера на декодер подается только середина $\mathbf{z}(t)$, а символы на краях отбрасываются. Поскольку при таком подходе размер выходных данных эквалайзера меньше, чем входных, то разбиение на блоки сигнала у необходимо вести с перекрытиями. При достаточно большом размере перекрытий влияние ошибок на краях блока может быть сведено к минимуму.

Далее, если это не указано специально, при описании эквалайзеров индекс t , обозначающий номер блока, будем опускать, предполагая, что эквалазация выполняется для текущего выделенного блока. Влияние ошибок на краях блока не будем рассматривать, полагая, что оно будет компенсировано соответствующим выбором длины блока N и размера перекрытий.

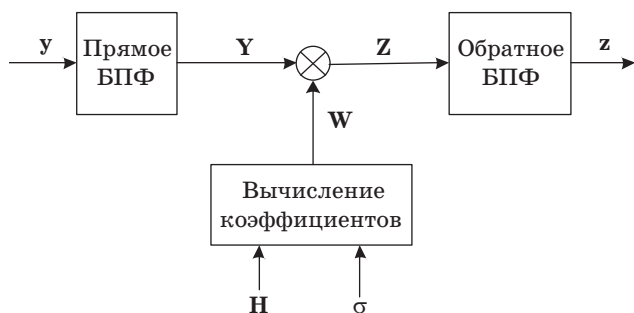
Эквалазация при известных характеристиках канала

Линейный частотный эквалайзер

Линейный частотный эквалайзер (рис. 2) выполняет компенсацию канала путем линейной фильтрации сигнала y в частотной области. Рассмотрим алгоритм работы эквалайзера при известной оценке частотной ПФ канала \mathbf{H} и дисперсии шума σ^2 . Алгоритм работы линейного частотного эквалайзера состоит из следующих шагов.

1. Перевод входного сигнала y в частотную область с помощью прямого БПФ.
2. Поэлементное перемножение представления сигнала в частотной области (\mathbf{Y}) с коэффициентами (весами) эквалайзера (\mathbf{W}).
3. Перевод результата во временную область с помощью обратного БПФ.

При известной оценке канала и дисперсии шума коэффициенты линейного эквалайзера мож-



■ Рис. 2. Схема линейного эквалайзера, работающего в частотной области

но вычислить согласно критерию минимума среднеквадратичной ошибки (minimum mean square error — MMSE) [10] по формуле

$$\tilde{W}_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{P_k}}, \quad \forall k = 0..N-1, \quad (3)$$

где k — номер частоты, для которой вычисляется коэффициент эквалайзера; H_k — комплексное значение частотной ПФ канала на данной частоте; P_k — средняя мощность сигнала на данной частоте. Согласно допущению 1, средняя мощность сигнала на всех частотах одинакова, и вместо P_k в выражение (3) можно подставить среднюю мощность P , заданную (1).

Коэффициенты (3) позволяют минимизировать функцию среднеквадратичной ошибки $E[|Z_k - X_k|^2]$. Однако данные коэффициенты не являются оптимальными с точки зрения вероятности ошибки на выходе декодера, так как сигнал \mathbf{z} на выходе эквалайзера с коэффициентами (3) является смещенным. Действительно, можно показать, что

$$E[\mathbf{z}] = \alpha \mathbf{x}, \quad (4)$$

где

$$\alpha = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{W}_k H_k = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{|H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{P}} < 1. \quad (5)$$

Для того чтобы получить несмещенную оценку на выходе эквалайзера и тем самым уменьшить вероятность ошибки на выходе декодера, значения на выход линейного эквалайзера необходимо умножить на величину $1/\alpha$. В силу линейности преобразования Фурье это эквивалентно умножению коэффициентов эквалайзера на ту же величину. Тогда коэффициенты несмещенно линейного эквалайзера

$$W_k = \frac{1}{\alpha} \tilde{W}_k, \quad \forall k = 0..N-1. \quad (6)$$

Итеративный (турбо-) эквалайзер

В классической схеме приемника (см. рис. 1) сигнал с выхода линейного эквалайзера поступает на вход декодера, который окончательно принимает решения, какие исходные символы \mathbf{m} послышались передатчиком. Таким образом, символы $\hat{\mathbf{m}}$ на выходе декодера принадлежат тому же множеству, что и исходные передаваемые символы \mathbf{m} . Такой декодер называется декодером с жестким выходом (например, известный декодер Витерби [11]).

Вероятность ошибки на выходе декодера с жестким выходом можно уменьшить с помощью итерационной процедуры, которая получила название «турбоэквалазация». Схема турбоэквалайзера, аналогичная представленной в работе

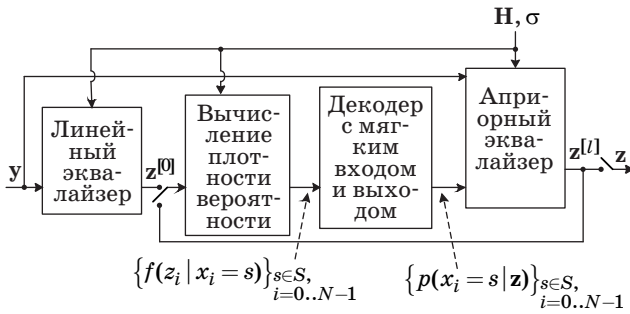


Рис. 3. Общая схема турбоэквалайзера

[12], показана на рис. 3. Принятый сигнал y сначала проходит через линейный эквалайзер, который выполняет начальную компенсацию МСИ. Сигнал на выходе линейного эквалайзера обозначим как $z^{[0]}$. Далее сигналы y и $z^{[0]}$ поступают на вход итерационной процедуры, составной частью которой является так называемый декодер с мягким входом и выходом.

В непрерывном канале декодер с мягким входом и выходом принимает на вход для всех символов z_i набор значений условной плотности вероятности $f(z_i | x_i = s_j)$ по всем значениям s_j из множества выходного алфавита S . Используя корректирующую способность кода, декодер с мягким выходом вычисляет для каждого i -го символа набор условных вероятностей $p(x_i = s_j | z)$ по всем значениям s_j из множества S . В качестве декодера с мягким входом и выходом в схеме турбоэквалайзера может использоваться декодер по максимуму априорной вероятности и его разновидности [13].

Рассмотрим вычисление значений условных плотностей вероятностей по выходу эквалайзера. Выход несмещенного линейного эквалайзера можно записать как

$$z = x + \xi + n', \quad (7)$$

где ξ — остаточная интерференция на выходе эквалайзера; n' — шум, прошедший через фильтр эквалайзера. Последующие формулы базируются на допущениях 2 и 3.

Допущение 2. Значения векторов ξ и n' являются независимыми.

Допущение 3. Полная ошибка на выходе эквалайзера, равная $\xi + n'$, является случайной гауссовой величиной с нулевым математическим ожиданием.

Тогда для каждого z_i и каждого символа s_m из алфавита S получаем

$$f(z_i | x_i = s_m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\theta^2}} e^{-\frac{(z_i - s)^2}{2\theta^2}}, \quad (8)$$

где θ^2 — дисперсия полной ошибки на выходе эквалайзера.

Можно показать, что θ^2 может быть вычислено по формуле

$$\theta^2 = E[\xi^2] + E[n'^2] = \frac{P}{N} \left(\sum_{k=0}^{N-1} |W_k H_k|^2 - 1 \right) + \frac{\sigma^2}{N} \left(\sum_{k=0}^{N-1} |W_k|^2 \right). \quad (9)$$

Условные вероятности $p(x_i = s_m | z)$ с выхода декодера поступают в блок, который назовем «априорным» эквалайзером. Априорный эквалайзер проводит экваларизацию y с использованием априорной информации $p(x_i = s_m | z)$ о переданных символах, что позволяет уменьшить дисперсию ошибки на выходе априорного эквалайзера по сравнению с линейным эквалайзером.

Алгоритм работы априорного эквалайзера на l -й итерации состоит из следующих шагов.

1. Используя вероятности на выходе декодера, для каждого i -го символа вычислить мягкую оценку $\bar{x}_i^{[l]}$ переданного символа x_i :

$$\bar{x}_i^{[l]} = \sum_{m=1}^M s_m \cdot p(x_i = s_m | z^{[l]}) \quad (10)$$

и оценку дисперсии ошибки

$$\begin{aligned} v_i^{[l]} &\triangleq \hat{E} \left[\left| x_i - \bar{x}_i^{[l]} \right|^2 \right] = \\ &= \sum_{m=1}^M \left| s_m - \bar{x}_i^{[l]} \right|^2 \cdot p(x_i = s_m | z^{[l]}). \end{aligned} \quad (11)$$

2. Получить представление сигналов y и $\bar{x}^{[l]}$ в частотной области с помощью прямого БПФ (получив, соответственно, векторы Y и $\bar{X}^{[l]}$).

3. Вычислить выход эквалайзера в частотной области по формуле

$$\begin{aligned} Z_k^{[l]} &= \bar{X}_k^{[l]} + (Y_k - \bar{X}_k^{[l]} H_k) W_k^{[l]}, \\ \forall k &= 0..N-1, \end{aligned} \quad (12)$$

где $W_k^{[l]}$ — коэффициенты априорного эквалайзера на l -й итерации.

4. Перевести результат во временную область с помощью обратного БПФ. На выходе получим вектор значений во временной области $z^{[l]}$.

Коэффициенты априорного эквалайзера, оптимальные с точки зрения критерия ММСЕ:

$$\tilde{W}_k^{[l]} = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{\gamma_k^{[l]}}, \quad \forall k = 0..N-1, \quad (13)$$

где

$$\gamma_k^{[l]} \triangleq E \left[\left| X_k - \bar{X}_k^{[l]} \right|^2 \right]. \quad (14)$$

Поскольку истинные значения $\gamma_k^{[l]}$ неизвестны, для вычисления коэффициентов априорного

эквалайзера воспользуемся следующим допущением.

Допущение 4. Ошибка на выходе декодера равномерно распределена в частотной области.

Используя допущение 4, величины $\gamma_k^{[l]}$ на всех подчастотах $k = 0..N - 1$ можно заменить на одно значение $\gamma^{[l]}$.

Будем вычислять оценку $\gamma^{[l]}$ по формуле

$$\hat{\gamma}^{[l]} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} v_i^{[l]}. \quad (15)$$

Подставив (15) в (13) вместо $\gamma_k^{[l]}$, получим окончательные значения $\tilde{W}_k^{[l]}$.

По аналогии с линейным эквалайзером можно показать, что выход априорного эквалайзера с коэффициентами (13) является смещенным. Коэффициенты несмещенного априорного эквалайзера

$$W_k^{[l]} = \frac{1}{\alpha^{[l]}} \tilde{W}_k^{[l]}, \quad \forall k = 0..N - 1, \quad (16)$$

где

$$\alpha^{[l]} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} W_k^{[l]} H_k = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{|H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{\gamma^{[l]}}}. \quad (17)$$

Сигнал $z^{[l]}$ с выхода априорного эквалайзера поступает на следующую итерацию алгоритма. Условные плотности вероятности для декодера с мягким входом и выходом могут быть вычислены по формулам (8) и (9), где вместо мощности сигнала P используется оценка средней дисперсии ошибки (15), а вместо коэффициентов W — коэффициенты априорного эквалайзера на предыдущей итерации. Далее этапы декодирования — эквализация повторяются последовательно заданное число раз.

Рассуждая нестрого, поясним работу турбоэквалайзера. Мягкие решения, вычисленные на основе выхода декодера по (10), можно записать в виде

$$\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{x} + \mathbf{e}, \quad (18)$$

где \mathbf{e} — вектор ошибки.

Согласно теореме о свертке [14], поэлементное умножение в частотной области эквивалентно циклической свертке во временной. Тогда выход «априорного» эквалайзера во временной области можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \bar{\mathbf{x}} + (\mathbf{y} - \bar{\mathbf{x}} * \mathbf{h}) * \mathbf{w} = \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{e} + (-\mathbf{e} * \mathbf{h} + \mathbf{n}) * \mathbf{w} = \mathbf{x} + \boldsymbol{\xi} + \mathbf{n}', \end{aligned} \quad (19)$$

где $\boldsymbol{\xi} = \mathbf{e} - \mathbf{e} * \mathbf{h} * \mathbf{w}$ — остаточная интерференция от вектора ошибки; $\mathbf{n}' = \mathbf{n} * \mathbf{w}$ — шум, прошедший через эквалайзер.

Нетрудно заметить, что априорный эквалайзер пытается оценить вектор ошибки \mathbf{e} путем линейной фильтрации сигнала $\mathbf{y} - \bar{\mathbf{x}} * \mathbf{h}$ и вычесть полученную оценку из $\bar{\mathbf{x}}$. В результате этих действий на выходе априорного эквалайзера получается истинное значение \mathbf{x} с остаточной интерференцией от \mathbf{e} и фильтрованным шумом. Если дисперсия совокупной ошибки $\boldsymbol{\xi} + \mathbf{n}'$ на выходе «априорного» эквалайзера меньше, чем соответствующая дисперсия на выходе предыдущей итерации (или линейного эквалайзера для первой итерации), то последующее декодирование может дать более точные оценки символов.

Оценка канала в схеме с турбоэквалайзером

Алгоритмы оценки канала

Для работы рассмотренного выше эквалайзера необходимо знать частотную ПФ канала \mathbf{H} и дисперсию шума σ^2 . Алгоритмы оценки параметров канала можно условно разделить на три типа.

1. Алгоритмы, использующие для оценки канала заранее известные (пилотные) последовательности в передаваемом сигнале \mathbf{x} .
2. Адаптивные алгоритмы, использующие для оценки выход декодера, называемые «алгоритмами, управляемыми решениями».
3. Так называемые «слепые» адаптивные алгоритмы, оценивающие канал на основе статистических свойств передаваемого сигнала и не требующие для работы точного знания \mathbf{x} или его достаточно надежной оценки.

Качество работы турбоэквалайзера определяется в первую очередь точностью применяемой в эквалайзере оценки отклика канала. Используя прошедшую через канал пилотную последовательность, начальную оценку отклика канала можно выполнить, например, по методу наименьших квадратов [15]. Однако из-за ограниченности длины пилотной последовательности и наличия в канале шума начальная оценка канала по пилотной последовательности может не дать достаточной точности. Кроме того, отклик канала может меняться во времени, например, в результате эффекта Доплера. Тем самым изначально хорошая оценка может стать слишком неточной для надежной работы эквалайзера и декодера до того, как в сигнале появится новая пилотная последовательность. Для достижения требуемой точности оценки используют адаптивные алгоритмы, которые непрерывно оценивают канал от блока к блоку.

Как правило, точность оценки в слепых адаптивных алгоритмах ниже, чем в алгоритмах, управляемых решениями, однако они являются более устойчивыми, так как не зависят от оши-

бок на выходе декодера. В данной работе предлагается комбинированная схема эквализации и оценки канала, включающая переход от более надежных слепых алгоритмов к менее надежным, но более точным алгоритмам, управляемым решениями. Рассмотрим составные части предлагаемого решения.

Адаптивная оценка канала, управляемая решениями

Схема адаптивной оценки, управляемая решениями на выходе декодера, показана на рис. 4.

В качестве адаптивного алгоритма оценки отклика канала будем использовать алгоритм наименьших средних квадратов (least mean squares — LMS) [16]. Алгоритм LMS путем стохастического градиентного спуска находит значения ПФ канала, минимизирующие функцию среднеквадратического отклонения:

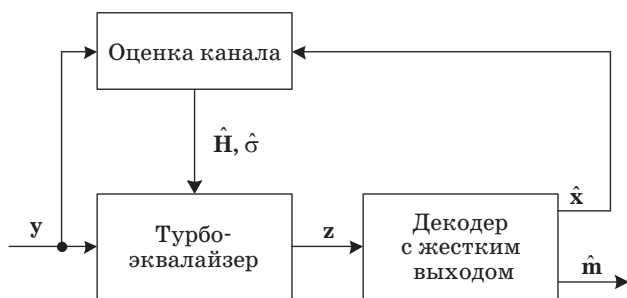
$$\eta(\hat{H}_k) \triangleq \mathbb{E} \left[|Y_k - \hat{X}_k \hat{H}_k|^2 \right]. \quad (20)$$

Используя выход декодера и оценку ПФ канала для блока t , оценку частотной ПФ канала для следующего блока $t + 1$ вычислим согласно алгоритму LMS по формуле

$$\hat{H}'_k(t+1) = \hat{H}_k(t) + \mu \left(Y(t)_k - \hat{X}_k(t) \hat{H}_k(t) \right) \hat{X}_k^*(t), \quad \forall k = 0..N-1, \quad (21)$$

где $\hat{X}_k(t)$ — k -й элемент преобразования Фурье от блока жестких решений $\hat{\mathbf{x}}(t)$; $\mu > 0$ — коэффициент, определяющий скорость сходимости алгоритма, называемый также шагом сходимости. Чем меньше значение коэффициента μ , тем к более точным значениям сходится алгоритм в стационарном канале, но тем меньше скорость сходимости и тем меньше скорость изменения канала, которую сможет отслеживать алгоритм [1]. Для получения значений μ , приближенных к оптимальным, может быть использован алгоритм адаптации с переменным шагом сходимости [16].

Возьмем обратное преобразование Фурье от оценки частотной ПФ канала $\hat{\mathbf{H}}'$. Полученный



■ Рис. 4. Схема адаптивной оценки канала по выходу декодера

вектор $\hat{\mathbf{h}}'$ длины N является оценкой отклика канала во временной области. Поскольку длина L реального отклика канала меньше, чем размер блока данных (N), то значения с индексами $L..N$ в векторе $\hat{\mathbf{h}}'$ будут содержать лишь шум. Тогда точность оценки ПФ канала можно увеличить путем обнуления данных элементов вектора $\hat{\mathbf{h}}'$:

$$\hat{h}_i = \begin{cases} \hat{h}'_i, & 0 < i \leq L_{\max} - 1, \\ 0, & L_{\max} < i < N \end{cases}, \quad (22)$$

где L_{\max} — максимально возможная длина отклика канала, определяемая исходя из параметров системы связи.

Выполнив прямое БПФ от вектора $\hat{\mathbf{h}}$, получим окончательные значения $\hat{\mathbf{H}}$. Рассмотренный алгоритм оценки \mathbf{H} называется быстрым блоковым LMS-алгоритмом с усечением [16].

Помимо частотной ПФ канала для работы турбоэквалайзера также требуется знание дисперсии шума. Однако турбоэквалайзер менее чувствителен к ошибкам в оценке дисперсии по сравнению с ошибками в оценке ПФ канала [17]. Для оценки дисперсии шума может быть использован следующий алгоритм. Оценку дисперсии шума на текущем блоке t вычислим путем усреднения по всем подчастотам:

$$q(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_k(t) - \hat{X}_k(t) \hat{H}_k(t)|^2. \quad (23)$$

Для уменьшения ошибки окончательную оценку дисперсии шума будем вычислять с помощью алгоритма скользящего среднего по блокам:

$$\hat{\sigma}^2(t+1) = \beta \hat{\sigma}^2(t) + (1-\beta)q(t), \quad (24)$$

где $0 < \beta < 1$ — коэффициент осреднения.

Расхождение алгоритма, управляемого решениями, и оценка со слепой эквализацией

Если выход декодера не содержит ошибок, то значения оценки ПФ канала, вычисляемые по (21), будут сходиться к истинным значениям \mathbf{H} . В противном случае значения оценок будут отклоняться от истинных значений. При этом, чем больше ошибка на выходе декодера, тем больше это отклонение. Поскольку значения $\hat{\mathbf{H}}$, вычисленные на блоке t , используются в эквалайзере на следующем блоке $t + 1$, то ошибка в оценке приведет к неверной работе эквалайзера и, в свою очередь, к возможным новым ошибкам декодирования.

Результаты имитационного моделирования показывают, что до тех пор, пока уровень ошибок на выходе декодера не превышает некоторого порога, значения $\hat{\mathbf{H}}$, получаемые алгоритмом LMS, управляемым решениями, будут колебаться воз-

ле истинного значения \mathbf{H} . Однако если уровень ошибок на выходе декодера больше данного порога, то цепная реакция распространения ошибок в схеме эквалайзер—декодер—оценка канала приведет к неработоспособности всей системы. Данный эффект называется «расхождением» адаптивного эквалайзера. Конкретная величина порога ошибки определяется в первую очередь корректирующей способностью кода и, как правило, подбирается эмпирически.

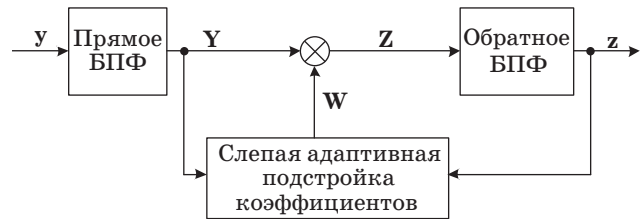
В случае если длина отклика канала оказалась больше, чем это предусмотрено длиной пилотной последовательности, то начальная оценка ПФ канала будет слишком неточной. Если в этом случае после начальной оценки запустить схему, управляемую решениями, то это приведет к расхождению алгоритма адаптации. Для предотвращения этого эффекта можно воспользоваться алгоритмами слепой эквализации.

В отличие от схемы адаптации, управляемой решениями, алгоритмы так называемой слепой адаптации [18] не используют для работы выход декодера и, таким образом, позволяют избежать эффекта расхождения, вызванного неточностью начальной оценки канала. С другой стороны, если схема эквализации с адаптивной оценкой канала, управляемой решениями, не расходится, то ошибка на ее выходе будет значительно меньше, чем аналогичная ошибка на выходе слепого эквалайзера. Принимая во внимание указанные достоинства и недостатки слепых эквалайзеров, схему со слепой эквализацией (рис. 5) можно использовать как промежуточный этап между начальной оценкой канала по пилотной последовательности и схемой турбоэквализации, управляемой решениями (см. рис. 4).

В качестве слепого эквалайзера рассмотрим алгоритм Годарда [19], называющийся в англоязычной литературе алгоритмом с постоянным модулем (constant modulus algorithm — СМА). Достоинством алгоритма является то, что он обладает сложностью, не превышающей сложность линейного эквалайзера, и может быть реализован в частотной области [20].



■ Рис. 5. Схема начальной адаптации оценки канала



■ Рис. 6. Схема слепого эквалайзера, работающего в частотной области

Схема эквалайзера СМА, работающего в частотной области, показана на рис. 6. Структура эквалайзера эквивалентна структуре линейного MMSE-эквалайзера. Коэффициенты эквалайзера вычисляются адаптивно по следующему алгоритму.

1. Используя выход эквалайзера для текущего блока $\mathbf{z}(t)$, вычислить вектор $\delta(t)$, элементы которого

$$\delta_i(t) = (|z_i(t)|^2 - R)z_i(t), \quad \forall i = 0..N-1, \quad (25)$$

где

$$R \triangleq \frac{\mathbf{E}[|x|^4]}{\mathbf{E}[|x|^2]^2} = \frac{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |s_m|^4}{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |s_m|^2}. \quad (26)$$

2. Перевести вектор $\delta(t)$ в частотную область с помощью прямого БПФ, получив вектор $\Delta(t)$.

3. Вычислить коэффициенты эквалайзера для следующего блока по формуле

$$W_k(t+1) = W_k(t) + \lambda_k \Delta_k(t) Y_k^*(t), \quad \forall k = 0..N-1, \quad (27)$$

где λ_k — размер шага сходимости на k -й частоте.

Общая процедура адаптивной оценки канала и эквализации

Окончательно можно предложить следующий комбинированный алгоритм адаптивной оценки канала и эквализации.

1. После обнаружения в принятом сигнале y пилотной последовательности выполнить начальную оценку параметров канала.

2. Пропустить принятый блок через линейный эквалайзер с коэффициентами, полученными по имеющейся оценке канала. Используя пилотную последовательность, вычислить среднеквадратичную ошибку на выходе линейного эквалайзера.

3. Если величина среднеквадратичной ошибки меньше заданного порога, запустить схему турбоэквализации, управляемую решениями (см. рис. 4),

иначе запустить схему со слепой эквализацией (см. рис. 5).

4. После приема следующей пилотной последовательности перейти к шагу 2.

Результаты имитационного моделирования

Качество работы предложенной схемы оценки канала и эквализации оценивалось путем имитационного моделирования. Для помехоустойчивого кодирования использовалась решетчатая кодированная модуляция Унгербоека [21] со скоростью кода 2/3 и длиной кодового ограничения 3. Последующая модуляция символов на выходе кодера осуществлялась с помощью однополосной модуляции на одной несущей без использования циклического префикса.

На приемной стороне эквализация в частотной области велась блоками размером $N = 4096$. При разбиении входного сигнала y на блоки соседние блоки брались с перекрытием на 1/2 длины блока N . После эквализации и декодирования каждого блока 1/4 символов на краях блока отбрасывалась.

В качестве модели многолучевого канала использовалась модель, состоящая из 6 лучей. Параметры лучей приведены в таблице. Фаза 5-го луча менялась во времени по формуле

$$\varphi = 2\pi f_d t, \tag{28}$$

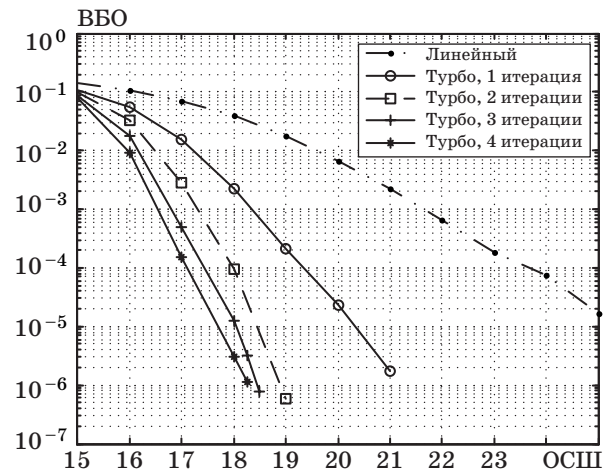
где f_d — частота доплеровского сдвига.

При моделировании прохождения сигнала через многолучевой канал частота следования символов сигнала x предполагалась равной 10 МГц.

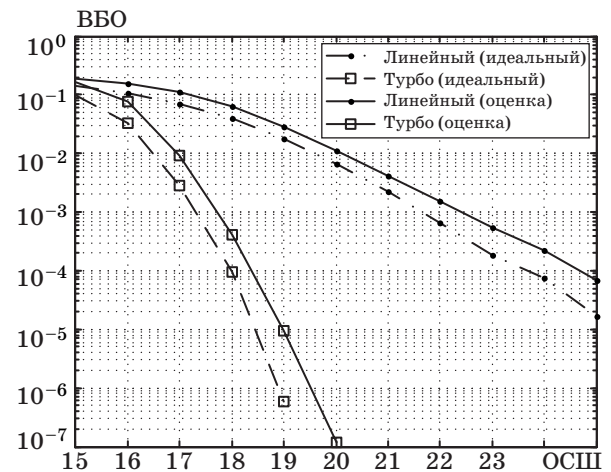
Зависимость вероятности битовой ошибки (ВБО) от отношения сигнал/шум (ОСШ) показана (рис. 7) для разного количества итераций турбоэквалайзера при идеально известных параметрах канала и отсутствии эффекта Доплера. Видно, что одна итерация турбоэквалайзера позволяет уменьшить рабочее значение ОСШ на 5 дБ, а две итерации — на 7 дБ. Дальнейшие итерации турбоэквалайзера дают незначительный выигрыш по сравнению с двумя итерациями. Для исследования качества работы совместной схемы эквализации и оценки канала ограничимся двумя итерациями турбоэквалайзера.

■ Параметры модели многолучевого канала

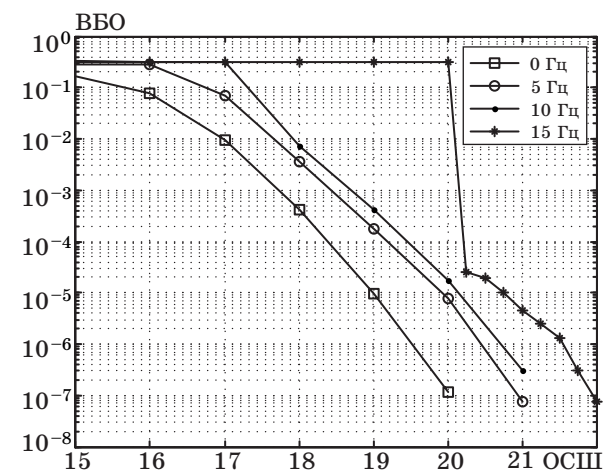
Параметр	Данные					
	-1,8	0	0,15	1,8	5,7	39,8
Задержка, мкс	-1,8	0	0,15	1,8	5,7	39,8
Относительное ослабление, дБ	-3	0	-1	-1	-3	-9
Фаза, град	125	0	80	45	Переменная	90



■ Рис. 7. Зависимость вероятности ошибки от ОСШ для различного числа итераций турбоэквалайзера при идеально известных параметрах канала



■ Рис. 8. Зависимость вероятности ошибки от ОСШ для линейного и турбоэквалайзера (2 итерации) при идеально известных и оцененных параметрах канала



■ Рис. 9. Зависимость вероятности ошибки от ОСШ для предложенной схемы турбоэквализации (2 итерации) и оценки канала для различных значений доплеровского сдвига частоты

Показана (рис. 8) зависимость ВБО от ОСШ для линейного эквалайзера в частотной области и турбоэквалайзера при идеально известных параметрах канала и при работе предложенной схемы оценки параметров канала. Из графика видно, что предложенная схема оценки канала в турбоэквалайзере дает проигрыш 0,7 дБ по сравнению с вариантом при идеально известных параметрах. Таким образом, качество работы совместной схемы эквализации и оценки канала практически приближается к качеству работы турбоэквалайзера при идеально известных параметрах.

Зависимость ВБО от ОСШ для двух итераций предложенной схемы турбоэквализации показана при наличии в пятом луче многолучевого канала эффекта Доплера (рис. 9). Наличие эффекта Доплера приводит к увеличению рабочего ОСШ на 1–2 дБ при величине доплеровского сдвига частоты до 15 Гц. При величине доплеровского сдвига частоты 20 Гц и выше схема оценки канала не успевает оценивать меняющийся канал, что приводит к расхождению эквалайзера. Таким образом, схема эквализации и оценки канала в частотной области имеет ограничение на максимальную скорость изменения канала, с которой может работать данная процедура.

Заключение

В данной работе рассмотрена совместная схема итеративной эквализации и оценки канала в частотной области для систем с модуляцией на одной несущей. В отличие от традиционных схем эквализации во временной области с обратной связью по решению, применяемых в системах с модуляцией на одной несущей, схема с эквализацией в частотной области имеет меньшую сложность благодаря поблочной обработке данных и применению БПФ.

Результаты имитационного моделирования показывают, что турбоэквалайзер позволяет на много (на 5–7 дБ) уменьшить рабочее значение ОСШ по сравнению с линейным эквалайзером. При этом предложенная схема оценки параметров канала дает результат, незначительно уступающий случаю с идеально известными параметрами (менее 1 дБ). Однако схема эквализации в частотной области имеет ограничение на максимальную скорость изменения канала (частоту доплеровского смещения), которую может отслеживать схема адаптивной оценки канала. Таким образом, данная схема эквализации и оценки канала подходит для умеренно меняющихся каналов с относительно невысоким ОСШ.

Литература

1. Прохис Д. Цифровая связь: пер. с англ. — М.: Радио и связь, 2000. — 800 с.
2. Prasad R. OFDM for wireless communications systems. — London: Artech House, 2004. — 272 p.
3. Макаров С. Б., Рашич А. В. Снижение пик-фактора сигналов с ортогональным частотным уплотнением // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2008. № 55. С. 79–84.
4. Pincaldi F. et al. Single-carrier frequency domain equalization // IEEE Signal Processing Magazine. 2008. Vol. 25. N 5. P. 37–56.
5. Glavieux A., Laot C., Labat J. Turbo equalization over a frequency selective channel // Proc. 1st Symp. Turbo Codes. 1997. P. 96–102.
6. Coleri S., Ergen M., Puri A., Bahai A. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems // IEEE Transactions on Broadcasting. 2002. Vol. 48. N 3. P. 223–229.
7. Liu H., Schniter P. Iterative frequency-domain channel estimation and equalization for single-carrier transmissions without cyclic-prefix // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2008. Vol. 7. N 10. P. 3686–3691.
8. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. — М.: Техносфера, 2007. — 488 с.
9. Пустовалов Е. В. Сравнительный анализ методов линейной частотной эквализации // Вопросы передачи и защиты информации: сб. ст. / Под ред. Е. А. Крука. — СПб.: ГУАП, 2011. С. 126–148.
10. Yen R. Y. Unbiased MMSE vs. biased MMSE equalizers // Tamkang J. of Science and Engineering. 2009. Vol. 12. N 1. P. 45–56.
11. Витерби А. Д., Амура Д. К. Принципы цифровой связи и кодирования: пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1982. — 536 с.
12. Liu H., Schniter P., Fu H., Casas R. A. Frequency domain turbo equalization for vestigial sideband modulation with punctured trellis coding // Proc. of IEEE 7th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. 2006. P. 1–5.
13. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение: пер. с англ. — М.: Техносфера, 2005. — 320 с.
14. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляков М. Н. Цифровая обработка сигналов: справочник. — М.: Радио и связь, 1985. — 312 с.
15. Benvenuto N., Cherubini G. Algorithms for Communications Systems and Their Applications. — John Wiley & Sons, 2002. — 1285 p.
16. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters: theory and applications. — John Wiley & Sons, 1998. — 548 p.

17. Talakoub S., Shahrrava B. Turbo equalization with iterative online SNR estimation // Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conf. 2005. Vol. 2. P. 1097–1102.
18. Горячкин О. В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. — М.: Радио и связь, 2003. — 230 с.
19. Godard D. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems // IEEE Transactions on Communications. 1980. Vol. 28. N 11. P. 1867–1875.
20. Chan C., Petraglia M., Shynk J. Frequency-domain implementations of the constant modulus algorithm // Proc. of Twenty-Third Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers. 1989. Vol. 2. P. 663–669.
21. Ungerboeck G. Channel coding with multilevel / phase signals // IEEE Transactions on Information Theory. 1982. Vol. 28. N 1. P. 55–67.

Уважаемые подписчики!

Полнотекстовые версии журнала за 2002–2009 гг. в свободном доступе на сайте журнала (<http://www.i-us.ru>) и на сайте РУНЭБ (<http://www.elibrary.ru>). Печатную версию архивных выпусков журнала за 2003–2009 гг. Вы можете заказать в редакции по льготной цене.

Журнал «Информационно-управляющие системы» выходит каждые два месяца. Стоимость годовой подписки (6 номеров) для подписчиков России — 3600 рублей, для подписчиков стран СНГ — 4200 рублей, включая НДС 18 % и почтовые расходы.

На электронную версию нашего журнала (все выпуски, годовая подписка, один выпуск, одна статья) вы можете подписаться на сайте РУНЭБ (<http://www.elibrary.ru>).

Подписку на печатную версию журнала можно оформить в любом отделении связи по каталогу:

«Роспечать»: № 48060 — годовой индекс, № 15385 — полугодовой индекс,

а также через посредство подписных агентств:

«Северо-Западное агентство „Прессинформ“»

Санкт-Петербург, тел.: (812) 335-97-51, 337-23-05, эл. почта: press@crp.spb.ru, zajavka@crp.spb.ru,

сайт: <http://www.pinform.spb.ru>

«МК-Периодика» (РФ + 90 стран)

Москва, тел.: (495) 681-91-37, 681-87-47, эл. почта: export@periodicals.ru, сайт: <http://www.periodicals.ru>

«Информнаука» (РФ + ближнее и дальнее зарубежье)

Москва, тел.: (495) 787-38-73, эл. почта: Alfimov@viniti.ru, сайт: <http://www.informnauka.com>

«Гал»

Москва, тел.: (495) 603-27-28, 603-27-33, 603-27-34, сайт: <http://www.artos-gal.mpi.ru/index.html>

«ИНТЕР-ПОЧТА-2003»

Москва, тел.: (495) 500-00-60, 580-95-80, эл. почта: interpochta@interpochta.ru, сайт: <http://www.interpochta.ru>

Краснодар, тел.: (861) 210-90-00, 210-90-01, 210-90-55, 210-90-56, эл. почта: krasnodar@interpochta.ru

Новороссийск, тел.: (8617) 670-474

«Деловая пресса»

Москва, тел.: (495) 962-11-11, эл. почта: podpiska@delpress.ru, сайт: <http://delpress.ru/contacts.html>

«Коммерсант-Курьер»

Казань, тел.: (843) 291-09-99, 291-09-47, эл. почта: kazan@komcur.ru, сайт: <http://www.komcur.ru/contacts/kazan/>

«Урал-Пресс» (филиалы в 40 городах РФ)

Сайт: <http://www.ural-press.ru>

«Идея» (Украина)

Сайт: <http://idea.com.ua>

«ВТЛ» (Узбекистан)

Сайт: <http://btl.sk.uz/ru/cat17.html>

и др.

УДК 623.4

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ КООРДИНАТНОЙ ИНФОРМАЦИИ В БОРТОВОЙ МНОГОДАТЧИКОВОЙ СИСТЕМЕ НАБЛЮДЕНИЯ

Е. Г. Борисов,

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций

им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Л. С. Турнецкий,

канд. техн. наук, доцент

ОАО «Научно-производственное предприятие «Радар ммс», г. Санкт-Петербург

Рассматриваются принципы комплексирования координатной информации о целях в бортовой системе наблюдения летательного аппарата по методу наименьших квадратов по данным нескольких независимых датчиков различной физической природы.

Ключевые слова — комплексирование информации, многодатчиковая система наблюдения.

Введение

В современных бортовых системах управления летательными аппаратами (ЛА) для реализации задач стабилизации и маршрутной навигации производится комплексирование координатной информации [1] от нескольких разнородных бортовых навигационных датчиков, работающих с различными физическими полями, что позволяет повысить одновременно помехозащищенность, точность и достоверность управляющих воздействий. При этом на борту ЛА находится бортовая система наблюдения (БСН), созданная в соответствии с требованиями, рассмотренными в работе [2], и содержащая аппаратуру полезной нагрузки в виде датчиков информации, например радиолокационного, лазерного и оптикоэлектронного. Датчики используются для определения либо координат наземных или воздушных объектов интереса для взаимодействия с ними, либо собственного местоположения ЛА — носителя системы наблюдения — при навигационных вычислениях в выбранной системе координат в случае невозможности использовать типовые навигационные системы.

Оптимальное решение задачи повышения эффективности БСН ЛА состоит в комплексном объединении всех доступных результатов измерений координатной информации об объектах наблюдения от нескольких датчиков в единый вектор измерений с комплексной многомерной

оптимальной обработкой информации. Нелинейная взаимосвязь параметров разнородных датчиков и практически существенно различный темп поступления результатов измерений от них делают аналитический синтез такого измерителя чрезвычайно сложным. Ряд практических методов нелинейной фильтрации применительно к решению задач комплексирования синтезированы и рассмотрены в работах [1–7].

В таких условиях синтез оптимальной структуры системы комплексирования различных бортовых координатных измерительных датчиков должен быть реализован по критерию, обеспечивающему максимальный выигрыш от объединения информации. Поиск такого критерия является целью статьи.

Метод решения

Квазиоптимальный подход к решению задачи комплексирования БСН ЛА из разнородных датчиков в единый функционально, структурно и конструктивно взаимосвязанный измерительный комплекс заключается в отдельной оптимальной фильтрации результатов измерений координат в каждом автономном датчике с последующим комплексным объединением этих результатов с весами, зависящими от точности полученных отдельных оценок. Это позволяет полностью использовать имеющуюся избыточность разнородной информации, благодаря чему появляется

возможность повысить точность, помехоустойчивость, непрерывность и надежность измерений координат, расширить круг решаемых задач и улучшить качество их выполнения.

В результате работы того или иного алгоритма фильтрации результатов известна величина погрешностей оценки вектора параметров координат оцениваемого объекта в каждом датчике ЛА. Алгоритм автоматически вычисляет линейную взвешенную сумму оценок, полученных от разных датчиков. Чем больше погрешность отдельной оценки координат, тем с меньшим весом она используется в результирующей оценке [8].

Рассмотрим постановку задачи комплексирования координатной информации в БСН ЛА следующим образом. Пусть каждый из $i = 1 \div N$ измерительных автономных датчиков, размещенных на ЛА, независимо друг от друга формирует совокупность независимых частных оценок параметра (координат) $\hat{Z}_i = \{\hat{Z}_{i1}, \hat{Z}_{i2}, \dots, \hat{Z}_{iN}\}$.

В качестве таких частных оценок могут выступать, например, дальность до цели, ее угловые координаты, скорости их изменения либо навигационные параметры ЛА. Требуется сформировать точечную оценку \bar{Z}_{opt} измеряемого параметра Z по значениям независимых частных оценок, полученную по данным N независимых датчиков ЛА.

Первоначально рассмотрим систему из двух датчиков, получившую широкое распространение, например в навигационных инерциально-спутниковых или радиолокационно-оптических системах. Двумерную функцию правдоподобия частных оценок параметра (координат) по данным i -го и j -го датчиков с учетом коррелированности результатов измерений датчиков представим [9] как

$$L(\hat{Z}_{iK}, \hat{Z}_{jL} / \theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{Z_i}\sigma_{Z_j}} \sqrt{1-k^2}} \exp \left[-\frac{1}{2(1-k^2)} \times \left(\frac{(Z_i - \bar{Z})^2}{2\sigma_{Z_i}^2} - \frac{2k(Z_i - \bar{Z})(Z_j - \bar{Z})}{\sigma_{Z_i}\sigma_{Z_j}} + \frac{(Z_j - \bar{Z})^2}{2\sigma_{Z_j}^2} \right) \right], \quad (1)$$

где $\sigma_{Z_i}^2, \sigma_{Z_j}^2$ — дисперсии оценок параметра Z по данным i -го и j -го датчиков соответственно; k — коэффициент корреляции результатов измерений датчиков.

Математическое ожидание \bar{Z} и дисперсию оценки параметра на выходе соответствующего датчика оценим по формулам

$$\bar{Z}_i = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \hat{Z}_i, \quad \bar{Z}_j = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \hat{Z}_j$$

$$\text{и } \sigma_{Z_i}^2 = \frac{1}{I-1} \sum_{i=1}^I (Z_i - \bar{Z}_i)^2, \quad \sigma_{Z_j}^2 = \frac{1}{J-1} \sum_{j=1}^J (Z_j - \bar{Z}_j)^2,$$

где I, J — количество отсчетов для оценки дисперсии в первом и втором датчиках.

Максимум функции правдоподобия (1) соответствует минимуму квадратичной формы [9, 10]:

$$\lambda^2 = \frac{1}{2(1-k^2)} \times \left[\frac{(Z_i - \bar{Z})^2}{2\sigma_{Z_i}^2} - \frac{2k(Z_i - \bar{Z})(Z_j - \bar{Z})}{\sigma_{Z_i}\sigma_{Z_j}} + \frac{(Z_j - \bar{Z})^2}{2\sigma_{Z_j}^2} \right]. \quad (2)$$

Продифференцировав (2) по \bar{Z} и приравняв полученный результат к нулю, выразим искомую величину \bar{Z} , которая считается [10] оптимальной оценкой измеряемого параметра, в виде

$$\bar{Z}_{Kopt} = \left(\frac{\hat{Z}_i}{2\sigma_{Z_i}^2} + \frac{\hat{Z}_j}{2\sigma_{Z_j}^2} - \frac{k(\hat{Z}_i + \hat{Z}_j)}{\sigma_{Z_i}\sigma_{Z_j}} \right) / \left(\frac{1}{2\sigma_{Z_i}^2} + \frac{1}{2\sigma_{Z_j}^2} - \frac{2k}{\sigma_{Z_i}\sigma_{Z_j}} \right). \quad (3)$$

Выражение (3) является комплексной оценкой параметра \bar{Z} , полученного по данным измерений двух датчиков, которые в общем случае могут быть коррелированными.

При равноточных измерениях двух датчиков дисперсия оценки параметра определяется как $\sigma_{\bar{Z}}^2 = 0,5\sigma_{Z_i}^2(1+k)$, поэтому при полной корреляции ($k = 1$) выигрыша в точности достичь невозможно, поскольку $\sigma_{\bar{Z}}^2 = \sigma_{Z_i}^2$.

С уменьшением коэффициента корреляции повышается точность определения координат, и при отсутствии корреляции ($k = 0$) для двух датчиков получим уменьшенную в 2 раза результирующую дисперсию оценки параметра: $\sigma_{\bar{Z}}^2 = 0,5\sigma_{Z_i}^2$.

Минимизация выражения (3) соответствует применению метода наименьших квадратов (МНК).

Тогда при наличии N независимых частных оценок одной координаты от датчиков, число которых превышает или равно количеству оцениваемых параметров, оценку координаты по МНК представим в виде [10]

$$Z_{Kopt} = (\mathbf{A}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{Z}, \quad (4)$$

где $\mathbf{A}^T = \|\mathbf{1} \ 2 \ \dots \ N\|$ — матрица размерностью, равной количеству сопрягаемых датчиков; $\mathbf{Z}^T = \|Z_1 \ Z_2 \ \dots \ Z_N\|$ — оценки координат по данным N неза-

висимых датчиков; $\mathbf{W} = \begin{pmatrix} \sigma_{Z_1}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{Z_2}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{Z_N}^2 \end{pmatrix}$ —

матрица ошибок определения координаты соответствующими независимыми датчиками.

Введем в выражение (4) матрицу

$$\Lambda = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & N \end{pmatrix}, \quad (5)$$

которая в данном случае есть матрица управления наблюдениями, позволяющая комплексировать те или иные источники информации — датчики, входящие в систему наблюдения, в зависимости от помехового фона, точности измерения координат, режимов работы и т. д.

С учетом (5) оптимальную оценку координаты (4) по МНК представим как

$$Z_K = (\mathbf{A}^T \Lambda \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \Lambda \mathbf{W}^{-1} \mathbf{z}, \quad (6)$$

причем дисперсия оценки комплексированной величины определяется формулой

$$\sigma_{Z_K}^2 = (\mathbf{A}^T \Lambda \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1}. \quad (7)$$

В работе [10] (теорема Гаусса — Маркова о наилучших линейных оценках) показано, что для любого закона распределения случайных ошибок измерений и при линейной зависимости измерений от неизвестных параметров оценка для произвольной системы линейных параметров, получаемая по МНК, имеет минимальные дисперсии среди множества линейных несмещенных оценок. Таким образом, можно утверждать, что при любом составе вектора измерений оценка (6) является несмещенной, эффективной и состоятельной.

При объединении информации от трех датчиков значение комплексированной оценки координаты при некоррелированных измерениях, согласно (6), примет вид

$$\begin{aligned} Z_{K \text{ opt}} &= \frac{1}{\left(\frac{1}{\sigma_{Z_1}^2} + \frac{1}{\sigma_{Z_2}^2} + \frac{1}{\sigma_{Z_3}^2} \right)} \hat{Z}_1 + \\ &+ \frac{1}{\left(\frac{1}{\sigma_{Z_1}^2} + \frac{1}{\sigma_{Z_2}^2} + \frac{1}{\sigma_{Z_3}^2} \right)} \hat{Z}_2 + \\ &+ \frac{1}{\left(\frac{1}{\sigma_{Z_1}^2} + \frac{1}{\sigma_{Z_2}^2} + \frac{1}{\sigma_{Z_3}^2} \right)} \hat{Z}_3 = \\ &= \frac{\hat{Z}_1 \sigma_{Z_2}^2 \sigma_{Z_3}^2 + \hat{Z}_2 \sigma_{Z_1}^2 \sigma_{Z_3}^2 + \hat{Z}_3 \sigma_{Z_1}^2 \sigma_{Z_2}^2}{\sigma_{Z_2}^2 \sigma_{Z_3}^2 + \sigma_{Z_1}^2 \sigma_{Z_3}^2 + \sigma_{Z_1}^2 \sigma_{Z_2}^2}. \end{aligned}$$

Дисперсия определения координаты при разноточных коррелированных измерениях определяется как

$$\sigma_{Z_K}^2 = \frac{\sigma_{Z_1}^2 \sigma_{Z_2}^2 \sigma_{Z_3}^2 (k_{12}^2 + k_{13}^2 + k_{23}^2 - 2k_{12}k_{13}k_{23} - 1)}{K_{\sigma k}};$$

$$\begin{aligned} K_{\sigma k} &= \sigma_{Z_1}^2 \sigma_{Z_2}^2 (1 - k_{12}^2) + \sigma_{Z_2}^2 \sigma_{Z_3}^2 (1 - k_{23}^2) + \\ &+ \sigma_{Z_1}^2 \sigma_{Z_3}^2 (1 - k_{13}^2) + 2\sigma_{Z_1}^2 \sigma_{Z_2} \sigma_{Z_3} (k_{12}k_{13} - k_{23}) + \\ &+ 2\sigma_{Z_1} \sigma_{Z_2} \sigma_{Z_3}^2 (k_{13}k_{23} - k_{12}) + \\ &+ 2\sigma_{Z_1} \sigma_{Z_2}^2 \sigma_{Z_3} (k_{12}k_{13} - k_{13}), \end{aligned}$$

где k_{12} , k_{13} , k_{23} — коэффициенты корреляции между 1-м и 2-м, 1-м и 3-м и 2-м и 3-м датчиками соответственно.

При равноточных дисперсиях измерений датчиков, но различных коэффициентах корреляции получим

$$\begin{aligned} \sigma_{Z_K}^2 &= \\ &= \frac{\sigma_Z^2 (k_{12}^2 + k_{13}^2 + k_{23}^2 - 2k_{12}k_{13}k_{23} - 1)}{k_{12}^2 + k_{13}^2 + k_{23}^2 + 2(k_{12} + k_{13} + k_{23}) - 2(k_{12}k_{13} + k_{12}k_{23} + k_{13}k_{23})}, \end{aligned}$$

для случая разноточных некоррелированных измерений датчиков получим

$$\sigma_{Z_K}^2 = \frac{\sigma_{Z_1}^2 \sigma_{Z_2}^2 \sigma_{Z_3}^2}{\sigma_{Z_2}^2 \sigma_{Z_3}^2 + \sigma_{Z_1}^2 \sigma_{Z_3}^2 + \sigma_{Z_1}^2 \sigma_{Z_2}^2}.$$

Полагая измерения датчиков равноточными и имеющими одинаковый коэффициент корреляции k между N датчиками, используя (7), можно показать, что выражение для среднеквадратической ошибки (СКО) определения координаты примет вид

$$\sigma_{Z_K} = \sigma \sqrt{\frac{(N-1)k+1}{N}}. \quad (8)$$

Отметим, что выражение (8) отличается от случая равноточных некоррелированных измерений, которое при $k = 0$ определяется известной формулой $\sigma_{Z_K} = \frac{\sigma}{\sqrt{N}}$, что позволяет его применять для оценочных значений в выигрыше точности использования систем со многими датчиками при наличии корреляции между каналами оценивания.

Структурная схема комплексированной системы

При работе комплексированной системы наблюдения со многими датчиками необходимо помимо оценок дисперсий измерений датчиков использовать информацию о типе и степени интенсивности помех на входах различных датчиков.

Это позволит, например, исключить из обработки канал, подавленный помехой, чтобы снизить влияние помехи на результирующую оценку параметра. Кроме того, в ряде случаев необходимо формировать ту или иную временную логику работы датчиков в зависимости от априорной информации.

В современных интеллектуальных радиоэлектронных системах наблюдения широкое распространение получили индикаторы неинформативных параметров (ИНП), которые определяют факт и степень воздействия помехи того или иного вида на датчик. ИНП во многих случаях полагают безынерционными, и их строят на основе следующих известных технических устройств: измерителей мощности, амплитуды, частоты, фазы, длительности импульса и т. д.; обнаружителей; измерителей корреляционных, спектральных, пространственно-временных характеристик сигнала и др. Особенностью их функционирования является то, что выходной сигнал каждого индикатора принимает два значения — «0» или «1» в соответствии с неизменением или изменением анализируемого неинформативного параметра на входе ИНП. Причем безынерционными считаются такие индикаторы, сигналы на выходе которых формируются ранее, чем успевают измениться выходные сигналы измерителя. Регистрируемые с помощью ИНП неинформативные параметры фиксируют какие-либо особенности реализации наблюдаемого сигнала, которые статистически связаны с возможным изменением информативного параметра сигнала на входе измерителя. Например, можно регистрировать изменение уровня шума, спектра, фазы, длительности сигнала, поляризации и т. д. и использовать факт их изменения в определенном порядке для установления различия между истинным и помеховым сигналом. Привлечение для обнаружения изменения одного информативного параметра нескольких ИНП, а также регистрация изменения сигналов на их выходах в определенном порядке ведет к повышению достоверности обнаружения изменения информативного параметра сигнала в условиях помех [11]. Таким образом, ИНП позволяют формировать в БСН признак помехи (ПП) в том или ином канале обработки, что в свою очередь дает возможность выбрать датчик, работающий наиболее достоверно, или получить вес его оценки параметра.

Наличие ПП в том или ином измерительном датчике может быть сформировано на основе принципа суперпозиции и для i -го момента времени может быть представлено, например, в виде $ПП_i = a_{1i}Z_{цi} + a_{2i}Z_{м.пi} + a_{3i}Z_{у.пi}$, где a_{1i} , a_{2i} , a_{3i} — коэффициенты, принимающие значение «0» или «1» в зависимости от того, какая составляющая

входного сигнала присутствует в принимаемой реализации; $Z_{цi}$ — сигнал цели; $Z_{м.пi}$ — сигнал маскирующей помехи; $Z_{у.пi}$ — сигнал уводящей помехи. Перечень помех может быть неограниченно расширен в соответствии с ожидаемыми условиями работы системы. Возможные варианты формирования ПП приведены в таблице.

Признак ПП = 0 (отсутствие помехи, т. е. на входе датчика нет помех какого-либо типа) формируется по данным ИНП, которые являются специализированными устройствами БСН для определения факта постановки помех того или иного типа. При установлении факта постановки шумовых, уводящих, заградительных и других помех ПП = 1.

Очевидно, что логика формирования признака ПП может меняться в зависимости от типа датчика, типа помехи, степени ее воздействия на характеристики БСН и т. д. Также может быть наложено условие выбора того или иного датчика в зависимости от точности оцениваемой координаты путем выполнения операций сравнения оценок дисперсий D_N данных от различных датчиков.

Дополнительно можно организовать проверку на целесообразность комплексирования датчиков по точности и по степени подавления помехами. Для этого проверяется условие $|D_{Z_1} - D_{Z_2}| \leq \Delta$, где Δ — заданное значение порога, и при его выполнении для обоих датчиков формируется значение «1». В противном случае проверяется условие $D_{Z_1} \leq D_{Z_2}$, при его выполнении для первого датчика формируется значение «1», а для второго — «0». В противном случае — наоборот.

■ Вариант формирования признака постановки помех

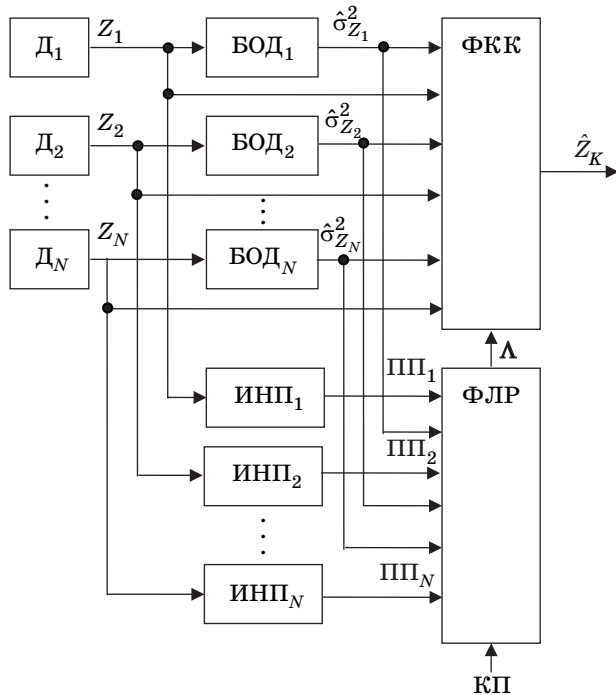
Сигнально-помеховая обстановка на входе системы наблюдения	Значение ПП	Коэффициент					
		a_{1i}		a_{2i}		a_{3i}	
		1	0	1	0	1	0
Отсутствие сигналов	0	0	0	0	0	0	0
Сигнал только цели	0	1	0	0	0	0	0
Сигнал только маскирующей помехи	1	0	0	1	0	0	0
Сигнал только уводящей помехи	1	0	0	0	0	1	0
Сигналы цели и маскирующей помехи	1	1	0	1	0	0	0
Сигналы цели и уводящей помехи	1	1	0	0	0	1	0
Сигналы цели, маскирующей и уводящей помех	1	1	0	1	0	1	0
Сигналы только маскирующей и уводящей помех	1	0	0	1	0	1	0

Структурная схема БСН ЛА с комплексированием информации от нескольких датчиков, реализующая процедуру формирования оптимальной оценки координаты по МНК (6), представлена на рис. 1.

Система наблюдения работает следующим образом. С выходов датчиков $D_1 - D_N$ поступают необходимые информационные координатные сигналы, пропорциональные, например, угловому положению цели, либо скорости его изменения при комплексировании угломерных следящих систем, либо дальности при обработке измерений дальности цели.

Измеренные в датчиках $D_1 - D_N$ координаты объекта поступают на блоки оценки дисперсии ошибок координат $БОД_1 - БОД_N$, где производится оценка дисперсии измеряемой координаты. Одновременно оценки математических ожиданий координат и оценки дисперсий с выходов $БОД_1 - БОД_N$ поступают на соответствующие входы блока формирования комплексной координаты $ФКК$. Информация с выходов датчиков также поступает на входы соответствующих $ИНП$, которые производят оценку постановки помех того или иного типа для соответствующего датчика, формируя на своем выходе дискретное значение «1», если датчику поставлена помеха, или «0», если помехи нет.

С выходов $БОД$ соответствующих информационных датчиков на входы блока формирования логики режимов $ФЛР$ подаются оценки диспер-



■ Рис. 1. Структурная схема устройства комплексирования

сий для выполнения операции сравнения точности процесса измерения и дискретные (бинарные) значения $ПП$, соответствующие помеховому фону измерений по данным $ИНП$, формируя, таким образом, матрицу управления наблюдениями (5).

В блок $ФЛР$ с входа управления вводятся команда приоритета $КП$, которая определяет порядок приоритетности комплексирования того или иного датчика (радиолокационного, оптического, инерциального, спутникового и др.), степень его важности при решении задач на данном этапе наведения. Данная команда может либо вводиться перед началом работы при формировании полетного задания ЛА, либо изменяться оперативно по мере необходимости с использованием, например, радиолинии управления. На большой дальности до объекта приоритет может быть отдан инерциально-спутниковой или пассивной радиотехнической системе наведения. По мере сближения с объектом приоритетность придается радиолокационному, оптическому или лазерному датчику, в зависимости от условий применения.

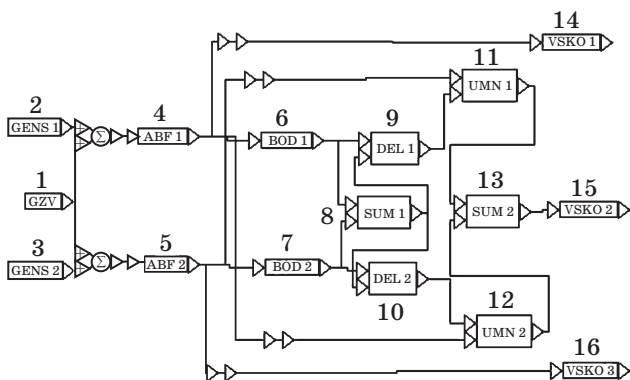
Блок $ФКК$ реализует зависимость (6), формируя таким образом значение комплексированной оценки координат по результатам работы датчиков с учетом оценок дисперсий показаний датчиков и результатов работы $ИНП$. Для этого на входы $ФКК$ поступают оценки координат объекта по результатам измерений датчиков, оценки дисперсий их измерений с выходов $БОД$ и сигнал с выхода $ФЛР$. Данная схема является разновидностью устройств, рассмотренных в работе [8].

В процессе решения задачи комплексирования координатно-измерительной информации об объекте интереса в БСН ЛА в целях оценки эффективности предложенных решений при различных типах датчиков, например радиолокационного и оптикоэлектронного, и условий их применения проведено имитационно-статистическое моделирование процессов комплексирования на ЭВМ в системе наблюдения из двух датчиков при обработке данных с одинаковыми и различными значениями дисперсий результатов измерений при отсутствии и воздействии помех.

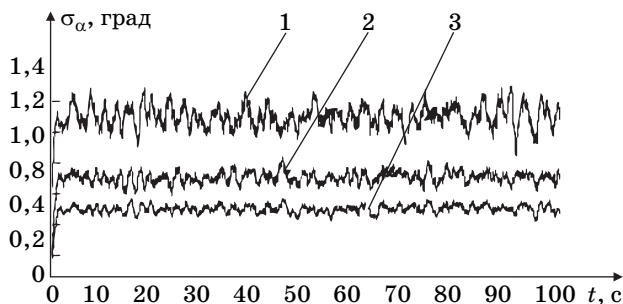
Рассмотрим модель процессов комплексирования в системе наблюдения из двух датчиков (рис. 2), выполненную в среде визуального языка программирования VisSim 5.0 [12]. Она позволяет исследовать три типа задающих воздействий: линейное, ступенчатое и гармоническое — с различными начальными условиями.

Моделирование проводилось при линейном нарастающем задающем воздействии и соответствовало слежению за объектом по угловым координатам.

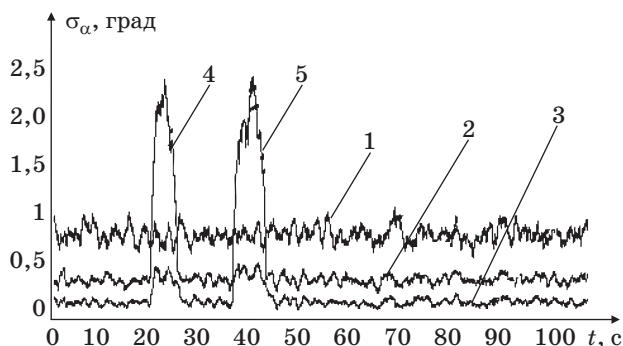
Результаты моделирования зависимости значения СКО ошибки комплексированной системы



■ **Рис. 2.** Структурная схема модели комплексирования в системе из двух датчиков: 1 — генератор задающего воздействия; 2, 3 — идентичные каналы формирования помехового воздействия; 4, 5 — устройства сглаживания и экстраполяции, выполненные на основе α - β -фильтров; 6, 7 — блоки оценки дисперсии; 8, 13 — сумматоры; 9, 10 — делители; 11, 12 — умножители; 14 — 16 — блоки вычисления значений СКО



■ **Рис. 3.** Зависимость от времени значения СКО ошибки определения координат в случае комплексирования данных: 1 — на выходе первого датчика; 2 — на выходе второго датчика; 3 — на выходе комплексированной системы



■ **Рис. 4.** Зависимость от времени значения СКО ошибки определения координат с выхода комплексированной системы (1 — на выходе первого датчика, 2 — на выходе второго датчика, 3 — на выходе комплексированной системы наблюдения) при воздействии помех (4 и 5) на один датчик

от времени при комплексировании данных показаны на рис. 3. СКО измерений угловых координат для первого датчика составляет $\sigma_{\alpha 1} = 1$ град, для второго $\sigma_{\alpha 2} = 0,65$ град.

Зависимости от времени значения СКО определения координаты при воздействии на комплексированную систему уводящей по угловым координатам помехи показаны на рис. 4. Примером такой помехи может быть использование ложных целей — ловушек, на время действия которых в ряде случаев пеленгатор отслеживает положение энергетического центра ловушки, что приводит к отклонению на время линии визирования от направления на цель. Воздействие этой помехи приводит к резкому (скачкообразному) изменению сигнала на входе второго датчика, но при правильно выбранном времени формирования оценки дисперсий результирующее влияние на комплексированную систему нивелируется.

Анализ графиков, приведенных на рис. 3 и 4, позволяет сделать вывод о том, что применение комплексирования в системе многих датчиков дает возможность помимо увеличения точности отслеживания координаты повысить помехозащищенность координатора при воздействии помехи на один датчик или группу датчиков БСН ЛА. Особенностью такой комплексированной системы является то, что воздействие помехи на один из каналов оценивания координаты приводит к увеличению СКО ошибки определения координаты (кривые 4 и 5 рис. 4), но ошибка на выходе схемы (кривая 3 рис. 4 в пределах от 20 до 50 с) возрастает незначительно.

Заключение

Получено выражение для оптимальной оценки координаты объекта по МНК ошибки при комплексировании результатов измерений в БСН ЛА со многими датчиками.

Комплексирование датчиков различной физической природы, отслеживающих изменение одного и того же процесса, позволяет уменьшить СКО ошибки оцениваемой координаты в условиях как одинаковой, так и различной точности первичных измерений датчиками.

Применение ИНП при комплексировании информации измерителей координаты в БСН ЛА позволяет добиться нейтрализации действия помехи по одному из информационных каналов и минимизации ее воздействия на систему наблюдения.

Недостатком применения комплексирования в БСН является значительное время переходного процесса формирования оценки координаты объекта, что вызвано необходимостью временных затрат на накопление для оценки дисперсий результатов измерений датчиков.

Литература

1. Иванов Ю. П., Синяков А. Н., Филатов И. В. Комплексование информационно-измерительных устройств летательных аппаратов. — Л.: Машиностроение, 1984. — 207 с.
2. Тетерин Д. П. Синтез требований к бортовому информационно-измерительному и моделирующему комплексу // Информационно-управляющие системы. 2009. № 1(56). С. 10–14.
3. Ярлыков М. С. Статистическая теория радионавигации. — М.: Радио и связь, 1985. — 344 с.
4. Турнецкий Л. С. и др. Авиационные системы радиоперехвата: монография. Т. 3 / Под ред. А. И. Канащенкова и В. И. Меркулова. — М.: Радиотехника, 2004. — 320 с.
5. Анцев Г. В., Борисов Е. Г., Турнецкий Л. С. Интеллектуальные комплексированные системы самонаведения с координаторами различной физической природы // Вопросы оборонной техники. Сер. 9 / ФГУП ЦНИИ АГ. М., 2011. Вып. 1(246) – 2(247). С. 124–128.
6. Бобнев М. П., Кривицкий Б. Х., Ярлыков М. С. Комплексные системы радиоавтоматики. — М.: Сов. радио, 1968. — 232 с.
7. Бачевский С. В., Борисов Е. Г., Турнецкий Л. С. Оптимальная фильтрация в системах сопровождения с переменной структурой // Вопросы радиоэлектроники. Сер. РЛТ. 2010. Вып. 1. С. 98–104.
8. Патент на полезную модель № 77690. МПК G01S13/66. Следящая система / Анцев Г. В., Турнецкий Л. С., Борисов Е. Г. и др. (РФ). — № 2008123277; заявл. 09.06.08; опубл. 27.10.08. Бюл. № 30.
9. Тейлор Дж. Введение в теорию ошибок. — М.: Мир, 1985. — 272 с.
10. Жданюк Б. Ф. Основы статистической обработки траекторных измерений. — М.: Сов. радио, 1978. — 384 с.
11. Зайцев Д. В. Многопозиционные радиолокационные системы. Методы и алгоритмы обработки в условиях помех. — М.: Радиотехника, 2007. — 96 с.
12. Дьяконов В. П. VisSim+Mathcad+MATLAB. Визуальное математическое моделирование. — М.: СОЛОН-Пресс, 2004. — 384 с.

УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Российская универсальная национальная электронная библиотека (РУНЭБ) начала реализацию проекта SCIENCE INDEX. После того как Вы регистрируетесь на сайте РУНЭБ (<http://elibrary.ru/defaultx.asp>), будет создана Ваша личная страничка, содержание которой составят не только Ваши персональные данные, но и перечень всех Ваших печатных трудов, имеющихся в базе данных РУНЭБ, включая диссертации, патенты и тезисы к конференциям, а также сравнительные индексы цитирования: РИНЦ (Российский индекс научного цитирования), h (индекс Хирша) от Web of Science и h от Scopus. После создания базового варианта Вашей персональной страницы Вы получите код доступа, который позволит Вам редактировать информацию, в том числе добавлять публикации, которых нет в базе данных РУНЭБ, помогая создавать максимально объективную картину Вашей научной активности и цитирования Ваших трудов.

УДК 629.7.018

АВТОМАТИЗАЦИЯ КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ СЛОЖНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОНЕЧНО-АВТОМАТНОЙ МОДЕЛИ И НЕЙРОСЕТЕВЫХ СТРУКТУР

А. И. Лоскутов,

канд. техн. наук

В. Б. Вечеркин,

канд. воен. наук, доцент

Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург

О. Л. Шестопалова,

канд. техн. наук, доцент

Филиал «Восход» Московского авиационного института, г. Байконур

Описывается подход к построению автоматизированной контрольно-испытательной аппаратуры сложных технических систем на основе использования математической конечно-автоматной модели и динамических нейросетевых структур. На прикладном уровне в качестве сложной технической системы рассматривается бортовая информационно-телеметрическая система, устанавливаемая на большинстве современных космических аппаратов различного целевого назначения. Предлагается структура перспективной контрольно-испытательной аппаратуры бортовой информационно-телеметрической системы, построенная с использованием синтезированной конечно-автоматной модели и программной реализации динамической нейронной сети, с возможностью разработки программно-алгоритмического обеспечения для построения оптимальных программ контроля и испытаний бортовой информационно-телеметрической системы.

Ключевые слова — автоматизация контроля технического состояния, контрольно-испытательная аппаратура, бортовая аппаратура космических аппаратов, конечно-автоматная модель, динамическая нейронная сеть, качество программ, моделирование качества программ, модель качества программ.

Введение

На всех стадиях жизненного цикла сложной технической системы (СТС) решается задача оценки степени соответствия функционирования ее подсистем представлениям о правильном их поведении в ходе применения СТС по целевому назначению. Одной из основных форм контроля состояния СТС является проведение контрольно-испытательных мероприятий функциональных подсистем (ФПС) перед применением СТС. Для решения этой задачи в настоящее время используются разнообразные системы контроля технического состояния проверяемых ФПС, во многих случаях построенные на основе аппаратных и алгоритмических средств 60–70-х гг. прошлого века. В то же время характерной чертой совершенствования современных СТС является их непрерыв-

ное усложнение. Так, в космической отрасли возрастание сложности бортовой аппаратуры (БА) космических аппаратов (КА) в настоящее время происходит за счет увеличения числа конструктивных элементов, широкого использования новых электронно-вычислительных устройств в целях повышения эффективности применения КА, расширения их функциональных возможностей. Однако, несмотря на постоянное повышение уровня надежности элементной базы БА, возрастание номенклатуры и сложности бортовых систем приводит к недостаточной надежности оборудования КА в целом. Ярким свидетельством этому являются неудачи Роскосмоса последних лет по выводу на целевые орбиты новых КА, что обуславливает необходимость использовать адекватные аппаратные и алгоритмические средства, позволяющие осуществить синтез эффективных

автоматизированных систем контроля исправности СТС космического назначения.

Существенными недостатками используемых в настоящее время систем контроля СТС космического назначения являются:

- ограниченность их применения областью простых объектов;
- использование вербальных моделей функционирования БА (технической документации);
- большие массогабаритные параметры;
- низкая оперативность проведения контрольных проверок;
- большие затраты различного рода ресурсов (людских, энергетических, временных);
- невозможность применять математические модели описания функционирования БА.

Это связано, прежде всего, с тем, что многие задачи алгоритмизации основных процедур контроля таких СТС, как КА, остаются недостаточно исследованными, а известные методы не удовлетворяют современным требованиям по оперативности и достоверности контроля [1–3].

Методической основой для устранения перечисленных недостатков, на наш взгляд, может являться использование математического обеспечения проведения испытаний СТС, разработанного на основе применения конечно-автоматных моделей СТС и перспективных нейросетевых технологий, а также совершенствование программной и аппаратной части испытательных комплексов и программ испытаний, что, безусловно, существенно изменит структуру перспективной автоматизированной контрольно-испытательной аппаратуры (КИА).

Постановка задачи автоматизации контроля состояния СТС

Автоматизация контроля технического состояния СТС предполагает наличие адекватной математической модели функционирования ее ФПС, эффективных методов выбора множества контролируемых параметров, программных и аппаратных средств и первичной обработки данных, оценки текущего состояния СТС.

Общие вопросы формирования множества контролируемых параметров, сбора телеметрической информации достаточно полно освещены в научной и учебной литературе [1, 2]. Методология оценки текущего состояния ФПС рассмотрена в работе [2].

Создание синтезируемой по данным телеизмерений конечно-автоматной модели функционирования ФПС, а также содержание и пути решения задачи оптимизации синтеза программ испытаний в рамках выбранного критерия на основе нейронной сети (НС) является основным содер-

жанием проводимых авторами исследований в рамках повышения уровня автоматизации контроля состояния СТС. Применительно к решаемой задаче можно использовать следующую математическую постановку задачи исследования: для создания программно-алгоритмического обеспечения (ПАО) перспективной КИА (ПАО_{КИА}) синтезировать конечно-автоматную модель ФПС СТС A , $A \in M_d$, и нейросетевой алгоритм синтеза оптимальной программы контроля и испытаний (ПКИ) $\Delta_{нс}$, $\Delta_{нс} \in \Omega_\Delta$:

$$ПАО_{КИА} = \{A, A \in M_d; \Delta_{нс}: X, \Delta_{нс} \in \Omega_\Delta\}, \quad (1)$$

где A — конечно-автоматная модель; M_d — множество динамических (математических) моделей; $\Delta_{нс}$ — нейросетевой алгоритм синтеза оптимальной ПКИ X ; Ω_Δ — множество нейросетевых алгоритмов.

Упрощенно принцип автоматизации контроля состояния СТС представлен на рис. 1.

Выдача последовательности команд управления X ($X \in X^*$) на СТС и синтезированную модель осуществляется ЭВМ. Результатом контроля является исход проверки эквивалентности множества получаемых параметров СТС Y и множества модельных значений Y^* .

Построение конечно-автоматной модели связано с необходимостью анализа функционирования ФПС СТС. Достоинством конечных автоматов является развитость их теории, относительная простота и адекватность описания дискретных объектов (во времени и по состояниям), использование для их изучения финитных методов логики и алгебры.

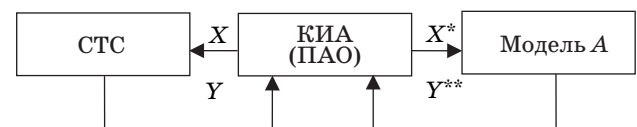
Обычно конечный автомат описывается в виде упорядоченной пятерки [2, 4, 5]

$$A = \{X, Y, Q, \varphi, \psi\}, \quad (2)$$

где X, Y, Q — множества входных воздействий, выходных параметров и состояний системы соответственно; $\varphi: X \times Q \rightarrow Q$ — функция переходов; $\psi: Q \rightarrow Y$ — функция выходов.

Каждое состояние конечно-автоматной модели бортовой информационно-телеметрической системы (БИТС) представляет собой декартово произведение состояний отдельных подсистем:

$$Q = \{q_i^1 \times \dots \times q_i^n\}. \quad (3)$$



■ Рис. 1. Схема испытаний

Синтезированная конечно-автоматная модель вида (2) позволяет использовать динамические и нетрадиционные НС для построения оптимальных полных (обход всех переходов и состояний Q — проверка функции переходов φ и выходов ψ соответственно) и сокращенных (проверка всех состояний Q — частичная проверка функции переходов φ и полная проверка функции выходов ψ) программ испытаний. Это объясняется трудоемкостью (NP-полнотой) решения задач дискретной оптимизации при синтезе оптимальных ПКИ.

Рассмотрим подход к синтезу сокращенной программы контроля и испытаний (СПКИ) рассматриваемой СТС на основе динамической нейронной сети (ДНС) Хопфилда с использованием конечно-автоматной модели. Данная задача является NP-полной и связывается с задачей коммивояжера. Традиционная постановка задачи представлена в работах [2, 6]. В рамках рассматриваемой модели определим структуру и параметры ДНС по методике, предложенной в работе [6]. Введем в рассмотрение матрицу нейронов $|V_{ij}|$ размерности $n \times n$. Возбужденное состояние нейрона $V_{ij} = 1$ в такой матрице соответствует тому факту, что i -е состояние занимает j -е место в маршруте обхода состояний. При использовании НС с непрерывными временем и состояниями время $t \geq 0$ и является непрерывной переменной; состояния нейронов также непрерывны и принадлежат отрезку $[0, 1]$. В связи с этим выберем функцию активации g сигмоидного вида [6, 7]. Поведение конструируемой НС, состоящей из $n \times n$ нейронов, будем описывать следующим уравнением:

$$\frac{dU_{ij}}{dt} = -\frac{U_{ij}}{\tau_{ij}} + \sum_{\mu=1}^n \sum_{\nu=1}^n T_{ij\mu\nu} V_{\mu\nu} - I_{ij}, \quad ij\mu\nu \in \overline{1, n},$$

$$V_{ij} = g(U_{ij}), \quad V_{ij}(t_0) = g(U_{ij}(t_0)) = V_{ij}^{(0)}. \quad (4)$$

Сконструированная энергетическая функция НС в соответствии с нейросетевой интерпретацией описывается выражением

$$E^0(V) = \frac{A}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{\nu=1}^n V_{ij} V_{i\nu} + \frac{B}{2} \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n \sum_{\mu=1}^n V_{ij} V_{\mu j} + \frac{C}{2} \left[\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n V_{ij} - n \right]^2 + \frac{F}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{\mu=1}^n \sum_{j=1}^n \Delta t_{i\mu} V_{ij} (V_{\mu, j+1} + V_{\mu, j-1}), \quad (5)$$

где Δt_{ij} — время выполнения команд управления (см. табл. 1 ниже) или вес макрокоманды (пути) в графе между i - и j -вершинами (см. рис. 6 ниже).

Анализ данного равенства показывает, что первое и второе слагаемые определяют количество возбужденных нейронов в строке и столбце соответственно. Третье слагаемое есть выполненное условия, что в матрице нейронов возбуждятся ровно n нейронов, равное числу вершин графа. Последний коэффициент определяет замкнутость маршрута обхода всех вершин.

Параметры НС рассчитываются путем сопоставления сконструированной энергетической функции (5) с функцией, записанной в общем виде [6]:

— коэффициенты синаптических связей сети

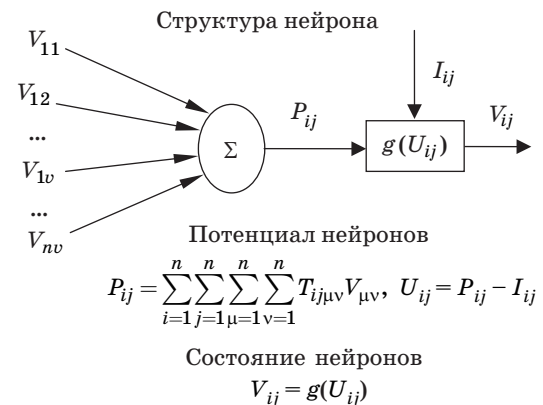
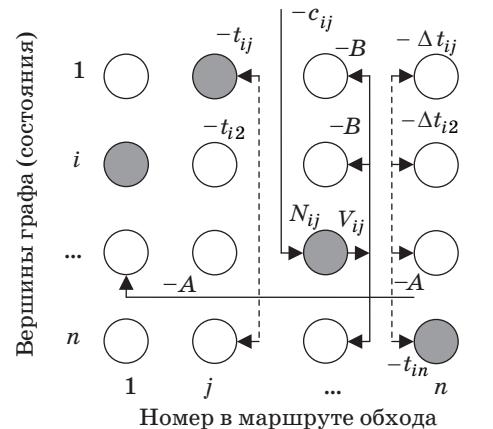
$$T_{ij\mu\nu} = -A\delta_{i\mu}(1 - \delta_{j\nu}) - B\delta_{j\nu}(1 - \delta_{i\mu}) - C - F\Delta t_{i\mu}(\delta_{\nu, j+1} + \delta_{\nu, j-1}); \quad (6)$$

— внешние смещения нейронов (величина порога)

$$I_{ij} = -Cn, \quad i, j, \mu, \nu \in \overline{1, n}. \quad (7)$$

В этом случае нейронная сеть для синтеза СПКИ может быть представлена в виде, показанном на рис. 2.

Нейронная сеть представляет собой матрицу $n \times n$ нейронов, на каждый из которых подается



■ Рис. 2. Структура ДНС

внешнее смещение, а выходной сигнал любого нейрона с коэффициентом $-A$ и $-B$ подается на входы всех нейронов одноименных с ним строки и столбца. Для того чтобы не загромождать рисунок, на нем изображены связи и смещение только одного нейрона N_{ij} . После запуска сети НС осуществляется поиск решения. Пример обхода всех состояний модели представлен совокупностью возбужденных (заштрихованных) нейронов.

Для определения качества решения задачи при помощи НС необходимо использовать относительный показатель эффективности, так как различные исходные данные (обозначим их через c) решаемой задачи будут определять и различные диапазоны значений целевой функции $F(c, x)$ на множестве допустимых решений Ω_x . Выберем следующее выражение [6]:

$$\Phi_w(c) = \frac{F_{cp}(c) - F(c, x^*)}{F_{cp}(c) - F(c, x^{\min})}, \quad (8)$$

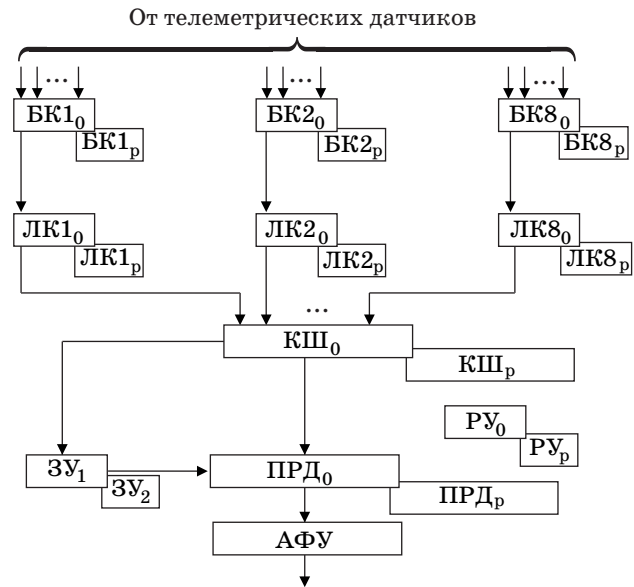
где $F_{cp}(c)$ — среднее значение функции по всему множеству допустимых решений Ω_x при конкретном наборе исходных данных c .

Возможны два варианта реализации НС — аппаратная и программная. При построении ПКИ с использованием аппаратно реализованной НС оператор с помощью ЭВМ осуществляет передачу исходных данных и инициализацию НС, а также получение результата в виде последовательности чисел, характеризующих номер выдачи команды управления. В случае программной эмуляции данные автоматически передаются в программу для реализации ПКИ.

Синтез КИА бортовой информационно-телеметрической системы КА с использованием конечно-автоматной модели и ДНС

В целях разработки структуры КИА рассмотрим схему испытаний цифровой БИТС. Выбранная система устанавливается на большее число КА различных типов. БИТС служит для регистрации и передачи телеметрической информации через радиолинию, ее запоминания и воспроизведения.

В состав БИТС (рис. 3) [8] входят: по восемь основных ($БК1_0 - БК8_0$) и резервных ($БК1_p - БК8_p$) блоков кроссировки сигналов телеметрических датчиков; по восемь основных ($ЛК1_0 - ЛК8_0$) и резервных ($ЛК1_p - ЛК8_p$) локальных коммутаторов; основные и резервные комплекты коммутатора шифратора ($КШ_0$ и $КШ_p$), распределительного устройства ($РУ_0$ и $РУ_p$) и передатчика ($ПРД_0$ и $ПРД_p$); антенно-фидерное устройство $АФУ$ и два комплекта запоминающего устройства ($ЗУ_1$ и $ЗУ_2$).



■ Рис. 3. Структурная схема штатной БИТС

Для БИТС характерны четыре режима работы: 1) режим «непосредственная передача» («НП»), когда информация с телеметрических датчиков непосредственно поступает в радиоканал без записи в ЗУ;

2) режим «непосредственная передача + запись» («НП + Зап.»), когда информация с телеметрических датчиков непосредственно передается в радиоканал и, кроме того, записывается в ЗУ;

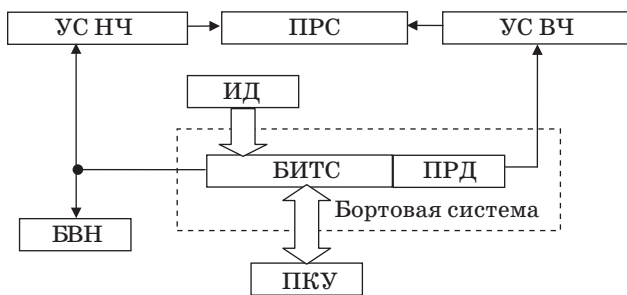
3) режим «Запись» («Зап.»), когда информация с телеметрических датчиков только записывается в ЗУ;

4) режим «Воспроизведение» («Воспр.»), когда в радиоканал поступает информация, ранее записанная в ЗУ.

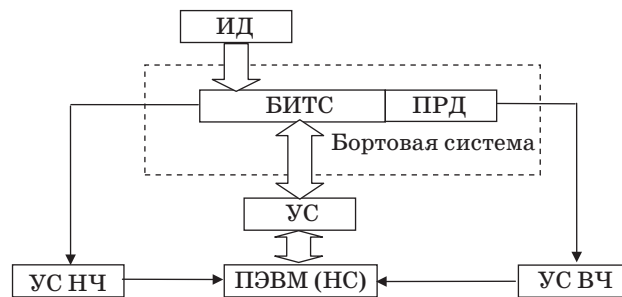
Данная БА проходит несколько стадий испытаний перед принятием решения о готовности ее к дальнейшему использованию по назначению. Схема автономных проверок БИТС штатной КИА представлена на рис. 4.

Как видно из схемы, в процессе испытаний используются устройства, от которых эффективность проверки исправности БИТС зависит прямо пропорционально степени их технической реализации. Это, прежде всего, ПРС и ПКУ. Рассмотрим недостатки данных систем в стандартной комплектации при проведении автономных проверок.

В качестве наземной ПРС используется МА9-МКТМ с различными вариантами модернизации. Данная аппаратура имеет большие массогабаритные параметры, занимает значительное, по современным меркам, пространство, обеспечивает контроль в реальном масштабе времени всего 16



■ **Рис. 4.** Схема контроля технического состояния БИТС: БС — бортовая система (собственно БИТС и ПРД); ПКУ — пульт контроля и управления; ПРС — приемно-регистрирующая станция телеметрируемых параметров; ИД — имитатор датчиков; УС НЧ — устройство согласования по низкой частоте; УС ВЧ — устройство согласования по высокой частоте; БВН — блок визуального наблюдения



■ **Рис. 5.** Структура перспективной КИА

параметров (остальные параметры записываются на магнитное ЗУ) и требует несколько человек обслуживающего персонала. Много времени занимает дешифровка и анализ телеметрируемых данных для представления информации в графическом виде.

Пульт контроля и управления представляет собой терминал ручного ввода, для которого необходимо заранее разработать техническую документацию и определить последовательность выдачи управляющих воздействий. Значительные временные затраты на проведение подготовительных и заключительных операций определяют низкую эффективность использования данного устройства при испытаниях и повышении вероятности ошибок оператора при выполнении технологического цикла проверки исправности БИТС.

В то же время НС параллельно и одновременно могут обрабатывать информацию всеми нейронами. Благодаря этой способности при большом количестве межнейронных связей достигается значительное ускорение процесса обработки информации. НС способны решать NP-полные задачи дискретной оптимизации с заданным качеством и являются эффективным средством синтеза оптимальных программ испытаний БА. Учитывая данные обстоятельства, можно предложить следующую структуру КИА БИТС (рис. 5).

Все функции ПКУ и ПРС реализуются ЭВМ. Использование конечно-автоматной модели и применение программной эмуляции НС в ПАО_{КИА} позволит осуществить автоматический режим выдачи команд управления. Регистрация параметров, запись на диск или внешний носитель выполняются с одновременной дешифровкой данных телеизмерений и возможностью применять

когнитивную графику. Перед проведением контроля или в случае обнаружения неисправности строится программа испытаний при помощи НС.

Согласно предложенной модели (2), синтезируем конечно-автоматную модель БИТС КА. Используемые команды управления представлены в табл. 1.

В табл. 2 представлены ФПС и соответствующие им состояния.

Конечно-автоматная модель в виде декартова произведения состояний отдельных ФПС согласно выражению (3) представлена в табл. 3.

При графическом отображении модель представляет собой граф (см. рис. 6), дуги которого — команды управления (см. табл. 1), а вершины — состояния БА (см. табл. 3). Пунктирные дуги определяют полносвязность модели в целях реализации достижимости всех состояний и обхода всех переходов — команд управления.

Это позволяет построить конечно-автоматную модель А (см. рис. 1), описывающую функционирование БИТС. Данная модель реализуется в ПАО_{КИА} на ЭВМ. Следующей задачей является синтез последовательности команд управле-

■ **Таблица 1.** Перечень команд управления

Номер	Время Δt_i , мин	Действие команды
x_1	30	Включение режима «НП» по высокой частоте
x_2	2	Выключение режима «НП»
x_3	6	Включение режима «Зап.»
x_4	3	Выключение режима «Зап.»
x_5	8	Включение режима «Воспр.»
x_6	5	Выключение режима «Воспр.»
x_7	1	Подключение ЗУ ₁
x_8	1	Подключение ЗУ ₂
x_9	1	Подключение питания к ПРД ₀
x_{10}	1	Подключение питания к ПРД _p
x_{11}	1	Подключение БК1 ₀ – БК8 ₀ , ЛК1 ₀ – ЛК8 ₀ , РУ ₀ , КШ ₀
x_{12}	1	Подключение БК1 _p – БК8 _p , ЛК1 _p – ЛК8 _p , РУ _p , КШ _p

■ Таблица 2. Состояния отдельных ФПС

№ ФПС	Описание	Состояние	Команды	Параметры
1	Переключение БК ₁₀ – БК ₈₀ , ЛК ₁₀ – ЛК ₈₀ , РУ ₀ , КШ ₀ на резервный комплект и обратно	q_0^1 — включен основной комплект	x_{11}	$y_0^1 = 0$
		q_1^1 — включен резервный комплект	x_{12}	$y_1^1 = 1$
2	Переключение ПРД ₀ на резервный комплект и обратно	q_0^2 — включен основной комплект ПРД ₀	x_9	$y_0^2 = 0$
		q_1^2 — включен резервный комплект ПРД _p	x_{10}	$y_1^2 = 1$
3	Включение и выключение режима «НП»	q_0^3 — включен режим «НП»	x_1	$y_0^3 = 0$
		q_1^3 — выключен режим «НП»	x_2	$y_1^3 = 1$
4	Переключение с ЗУ ₁ на ЗУ ₂ и обратно	q_0^4 — подключено ЗУ ₁	x_7	$y_0^4 = 0$
		q_1^4 — подключено ЗУ ₂	x_8	$y_1^4 = 1$
5	Контроль режимов работы	q_0^5 — включен режим «НП»	x_1	$y_0^5 = \langle 10 \rangle$
		q_1^5 — включен режим «Воспр.»	x_5	$y_1^5 = \langle 01 \rangle$
		q_2^5 — включен режим «НП + Зап.»	x_3, x_1	$y_2^5 = \langle 11 \rangle$
		q_1^3 — выключен режим «Зап.»	x_2	$y_3^5 = \langle 00 \rangle$

■ Таблица 3. Состояние бортовой аппаратуры

Номер состояния	Состояние модели БИТС, $Q = \{q_i^1 \times \dots \times q_i^5\}$					Содержание состояния Q
	q_i^1	q_i^2	q_i^3	q_i^4	q_i^5	
1	0	0	1	0	00	Включен режим «Зап.»; режим «НП» выкл.; ЗУ ₁ подкл. (на основных комплектах)
2	0	0	0	0	11	Включены режимы «НП + Зап.»; режим «НП» вкл. (на основных комплектах)
3	0	0	0	0	01	Включен режим «Воспр.»; режим «НП» вкл. (на основных комплектах)
4	0	0	0	0	10	Включен режим «НП» (на основных комплектах)
5	0	0	0	1	10	Смена комплекта ЗУ — подключение ЗУ ₂ (на резервном ЗУ)
6	0	0	0	1	01	Включен режим «Воспр.»; режим «НП» вкл. (на резервном ЗУ)
7	0	0	1	1	00	Включен режим «Зап.»; режим «НП» выкл.; ЗУ ₂ подкл. (на резервном ЗУ)
8	0	0	0	1	11	Включены режимы «НП + Зап.» и «НП»; ЗУ ₂ подкл. (на резервном ЗУ)
9	1	0	1	1	00	Смена комплекта БК ₀ , ЛК ₀ , РУ ₀ , КШ ₀ на резервный; включен режим «Зап.»; режим «НП» выкл.
10	1	1	1	1	00	Смена комплекта ПРД ₀ на резервный; включен режим «Зап.»; режим «НП» выкл.
11	1	1	0	1	10	Включен режим «НП» (на резервных комплектах)
12	1	1	0	1	11	Включены режимы «НП + Зап.»; режим «НП» вкл. (на резервных комплектах)
13	1	1	0	1	01	Включены режимы «Воспр.» и «НП»; ЗУ ₂ подкл. (на резервных комплектах)

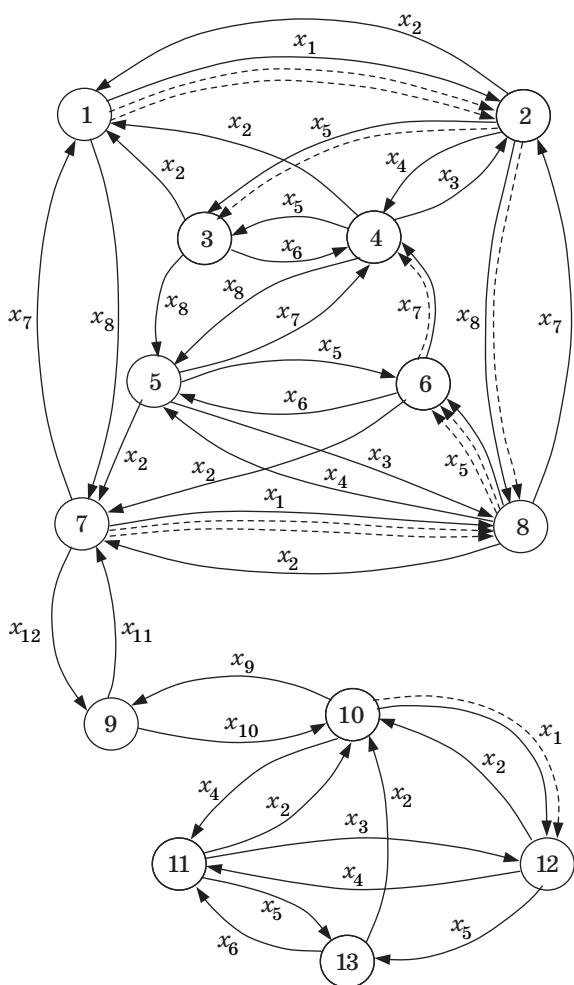
ния — ПКИ X по модели в целях решения задачи технического диагностирования [2].

Для расчета выражения (8) значения $F_{cp}(c)$ и $F(c, x^{min})$ определим при помощи простого перебора. Для оценки среднестатистического значения качества $\Phi_w(c)$ рассматриваются 10 различных вариантов исходных данных, случайно выбираемых из диапазона {0, 1}, для каждого из которых получаем 10 решений из различных начальных условий эволюции сети $V^{(0)}$. Выраже-

ние, определяющее параметры сети для синтеза СПКИ, рассмотрим в следующем варианте:

$$\begin{cases} T_{ij\mu\nu} = -5\delta_{i\mu}(1 - \delta_{j\nu}) - 5\delta_{j\nu}(1 - \delta_{i\mu}) - \\ - 9 - 3t_{ij}(\delta_{\nu, j+1} + \delta_{\nu, j-1}); \\ I_{ij} = -9n. \end{cases} \quad (9)$$

Среднестатистическая оценка качества (8) для 13 состояний (см. табл. 3) и правила определения



■ Рис. 6. Граф конечно-автоматной модели БИТС

параметров сети (9) $\hat{\Phi}_w(c) = 0,929$. Данное значение свидетельствует о вполне приемлемом качестве решения задачи синтеза СПКИ с помощью динамической НС Хопфилда.

Оценка эффективности использования конечно-автоматной модели и ДНС для синтеза КИА

Для оценки эффективности будем использовать следующие показатели [8]:

— коэффициент полноты проверки

$$K_{п.п} = \frac{Q_k}{Q}, \tag{10}$$

где Q_k — вероятность отказа контролируемой части объекта; Q — вероятность отказа всего объекта;

— время контроля

$$T_k = t_{п} + t_3 + \sum_{i=1}^D (t_i + \Theta_i), \tag{11}$$

где $t_{п}$, t_3 — время выполнения подготовительных и заключительных операций соответственно; D — число команд управления, предусмотренных программой испытаний; t_i — максимальное время выполнения команд управления в исправной аппаратуре; Θ_i — время оценки параметров после выдачи команды управления;

— ресурсоемкость контроля

$$C_k = C_p + C_{и} + C_э, \tag{12}$$

где C_p — стоимость разработки системы контроля; $C_{и}$ — стоимость изготовления системы кон-

■ Таблица 4. Сравнительный анализ показателей и затрат

Показатель	Обозначение показателя	Штатная КИА БИТС	Перспективная КИА БИТС
Полнота контроля (переключение блоков и режимов)	$K_{п.п}$	0,95	0,98
Время контроля	$t_{п}, t_3$	Сборка схемы 60 мин, приведение в исходное состояние органов управления 10 мин, выключение аппаратуры 5 мин	Сборка схемы 40 мин, загрузка испытательной программы 5 мин, выключение аппаратуры 2 мин
	$\sum_{i=1}^D (t_i + \Theta_i)$	2 ч 40 мин	1 ч 30 мин
	T_k	≈ 3 ч 55 мин	≈ 2 ч 17 мин
Стоимость контроля	C_p	Данные отсутствуют	Работа выполнена в рамках НИР
	$C_{и}$	Данные отсутствуют	30 000 руб. (устройство сопряжения + ПЭВМ)
	$C_э$	Данные отсутствуют	Данные отсутствуют
	C_k	Данные отсутствуют	30 000 руб.
Количество обслуживающего персонала	N	2 чел. (плюс 4 чел. станция МА-9 МКТМ)	1 чел.

троля; C_3 — эксплуатационные расходы на контроль.

Проведенный сравнительный анализ выбранных показателей и различного рода затрат при контроле и испытаниях БИТС КА представлен в табл. 4.

Заключение

Таким образом, использование конечно-автоматных моделей и ДНС повышает эффективность контроля состояния таких СТС, как БИТС КА, а именно: обеспечивается высокий уровень достоверности испытаний за счет совершенствования

ее методической составляющей; уменьшается время на подготовку КИА к проверке; сокращается штат обслуживающего персонала — за счет повышения автоматизации процесса контроля и испытаний.

Рассмотрение всех перечисленных преимуществ решения задачи автоматизации контроля состояния СТС в рамках создания автоматизированной КИА является основой для дальнейших программных и аппаратных разработок в рассматриваемой области и определяет возможность широкого использования математических моделей и нейросетевых методов при решении задач оперативного контроля и управления.

Литература

1. Дмитриев А. К., Юсупов Р. М. Идентификация и техническая диагностика / МО СССР. — М., 1987. — 521 с.
2. Дунаев В. В., Поляков О. М., Фролов В. В. Алгоритмические основы испытаний / Под ред. проф. В. И. Белицкого; МО СССР. — М., 1991. — 427 с.
3. Верзаков Г. Ф., Киншт Н. В., Рабинович В. И., Тимонен Л. С. Введение в техническую диагностику / Под ред. К. Б. Карандеева. — М.: Энергия, 1968. — 224 с.
4. Брауэр В. Введение в теорию конечных автоматов. — М.: Радио и связь, 1987. — 392 с.
5. Трахтенброт Б. А., Барздин Я. М. Конечные автоматы (поведение и синтез). — М.: Наука, 1970. — 400 с.
6. Ефимов В. В. Нейроподобные сети в бортовых информационно-управляющих комплексах летательных аппаратов. Решение оптимизационных задач / ВИККА им. А. Ф. Можайского. — СПб., 1996. — 113 с.
7. Уоссермен Ф. Нейрокомпьютерная техника. Теория и практика: пер. с англ. — М.: Мир, 1992. — 161 с.
8. Кочелаев Ю. С. Автоматизированные испытательные комплексы. Оптимизация алгоритмов автоматизированного тестового контроля / МО РФ. — М., 1992. — 118 с.

УДК 681.51+519.6

РАЗЛАДКА, ГОМЕОСТАЗИС, ИЗМЕРЕНИЕ В РАМКАХ КОМПЕНСАЦИОННОГО ПРИНЦИПА РАВНОВЕСИЯ В ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ Часть 1: Общий анализ

Э. П. Тихонов,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Установлена взаимосвязь между динамическими процессами, протекающими в живых и искусственных системах в виде стационарного состояния (аттрактора) оператора, описывающего эволюцию систем при их взаимодействии с окружающей средой. Показано, что основу эволюционных процессов составляет компенсационный принцип поддержания динамического равновесия системы и окружающей среды в прошлом и настоящем. При нарушении равновесия наступает разладка, которая может быть обнаружена при восстановлении утраченного равновесия.

Ключевые слова — системы, разладка, гомеостазис, измерение, эволюция, принцип равновесия, итерационный алгоритм, аттрактор.

Введение

Усложнение искусственных систем в процессе эволюции нацелено не только на выполнение и поддержание в изменяющейся ситуации как статического, так и динамического состояния равновесия системы, но и на решение задачи обнаружения, момента выхода и возврата системы в это состояние. Просматривается логическая связь между подобными состояниями и механизмами их поддержания в искусственных системах различного назначения и в живых организмах. Такая связь приобретает осознанные и математически описанные закономерности в бурно развивающемся направлении — синергетике, опирающейся, прежде всего, на теорию нелинейных динамических систем [1, 2]. В частности, четко прослеживается на формальном уровне аналогия между гомеостатическими, гомеокинетическими состояниями, механизмами их поддержания в живых организмах и рассматриваемыми в теории нелинейной динамики атрибутами, например такими, как различные по виду аттракторы, описывающие на абстрактном уровне в динамике разнообразные по виду состояния равновесия систем. Нетрудно определить, что практически все виды измерений так-

же устанавливают факт равновесия между измеряемой величиной и некоторой, подобной ей, образцовой и через нее — с эталонной мерой. В аналогичных системах в силу изменяющихся воздействий наблюдается постоянное стремление к переходу от ранее достигнутого динамического состояния равновесия к его новому значению. Возникающие при этом переходные процессы могут быть использованы для решения задачи диагностики функционирования системы, в том числе при обнаружении различных видов ее разладки [3]. Таким образом, разладку можно рассматривать как следствие эволюции системы из-за различных на нее воздействий. Во всех видах функционирования систем в изменяющихся условиях динамика перехода от одного состояния равновесия к другому обеспечивается информацией, включая результаты измерений, управлением, расходом ресурсов и другими свойствами, необходимыми для достижения поставленной цели. Все эти атрибуты составляют основу современных информационных технологий (рисунок). Главная цель живых систем — это выживаемость. Если система исчерпала все свои возможности, то новое состояние равновесия не достигнуто и система разрушается.



- Назначение и цель информационных технологий в измерениях и в решении задач разрядки

Исходные сведения и расширенная постановка задачи

Для решения задачи разрядки необходимо проанализировать проблему, подводящую единый фундамент к механизму установления и поддержания аттракторов или стационарных состояний в различных объектах исследования.

Гипотетически представляется, что основу эволюционных процессов составляет принцип взаимной компенсации, обеспечивающей достижение равновесия систем в динамике за счет эквивалентной взаимной компенсации различных качеств. Иначе говоря, в соответствии с принципом взаимной компенсации для сохранения равновесия изменение одного качества должно быть скомпенсировано соответствующим изменением другого качества, причем описание такого взаимодействия различных качеств, в конечном счете, возможно на едином информационном базисе. Примером описания подобного компенсационного взаимодействия кинетической и потенциальной энергии для поддержания равновесия в механических системах являются уравнения Лагранжа и Гамильтона [4]. Представляется, что гомеостазис в живой системе поддерживается на основе накопленной информации в прошлом и компенсационным ее взаимодействием с окружающей средой в настоящем. Отметим, что нарушение состояния равновесия может быть обнаружено либо при изменении тех или иных параметров или характеристик окружающей среды, либо из-за неуправляемого дрейфа по тем или иным причинам соответствующих характеристик и параметров самой системы, либо при взаимодействии обоих факторов. Подобная задача имеет большое значение, например, для технической и медицинской диагностики, так как изменение харак-

теристик и параметров биологической или искусственной системы в этом случае связано с нарушением условий, необходимых для поддержания аттрактора (состояния равновесия) системы. В дальнейшем рассматривается случай, который неизбежно влечет за собой взаимодействие обоих факторов, причем, в отличие от неуправляемого дрейфа характеристик и параметров системы, на основе действия принципа взаимной компенсации осуществляется управляемое компенсационное изменение соответствующих характеристик и параметров системы. Заметим также, что отрицательная обратная связь является важнейшим атрибутом, направленным на реализацию принципа взаимной компенсации, изменения окружающей среды и характеристик, параметров, а при необходимости — и структуры системы, погруженной в эту среду. Наличие стационарного состояния применительно к рассматриваемой задаче можно рассматривать как равновесие между состоянием системы, установленным в результате накопления и запоминания информации по прошлым наблюдениям, и соответствующими характеристиками текущего потока информации. Таким образом, при изменении характеристик представленного в том или ином виде текущего потока информации по сравнению с прошлыми его значениями состояние или параметры и характеристики системы должны измениться, чтобы устранить возникшее рассогласование в связи с этим изменением. Если обратиться к биообъектам, то можно установить, что гомеостазис биообъекта определяется равновесием состояния организма и окружающей среды, установленным в результате длительной эволюции в некоторой стационарной среде вследствие адекватной реакции на текущие воздействия. Эволюция биообъекта по Дарвину как раз и направлена на устранение отклонения между свойствами биообъекта, установленными в соответствии с параметрами и характеристиками окружающей среды в прошлом и изменяющейся окружающей средой в настоящем, в целях достижения нового стационарного состояния уже с изменившимися параметрами и характеристиками биообъекта. Состояние организма или его анатомические особенности в рассматриваемом случае не конкретизируются, а понимаются в обобщенном смысле. Обратим внимание также на то, что развиваемое в настоящее время биоуправление [5] с этих позиций можно рассматривать как некоторую совокупность действий, ускоряющих процесс регуляции организма, направленный на устранение того или иного нарушения состояния его равновесия.

Обратимся к постановке задачи обнаружения в том или ином виде характера изменения динамического процесса, описывающего эволюцию

некоторой системы, и момента наступления этого изменения при переходе от одного устойчивого или стационарного состояния к другому. Покажем, что факт изменения параметров системы для осуществления компенсации расхождения между изменяющейся средой и ранее достигнутым системой состоянием равновесия можно использовать в качестве признака для обнаружения разладки. Формально решение этой задачи можно осуществить по динамике стационарных состояний некоторого оператора, сопоставляющего состояние системы в текущие и прошлые моменты или интервалы времени. Тогда наступление разладки, связанной либо с изменением внешнего воздействия на систему, либо с дрейфом параметров самой системы, обнаруживается по выходу оператора из соответствующего стационарного состояния. Алгоритм решения поставленной задачи может быть построен на базе принципа взаимной компенсации, в соответствии с которым осуществляются поиск и поддержание в динамике равновесия системы между характеристиками сигнала в текущем и прошлом моментах времени. Причем характеристики сигнала в прошлом зафиксированы в ранее установленном состоянии равновесия и тем самым запомнены в структуре оператора, описывающего состояние системы. Как отмечалось в работе [6], на языке философии это означает саморефлексию, когда внутреннее, ранее установленное в соответствии с прошлым состояние системы соотносится с текущим состоянием внешней среды. При этом обнаруживается факт изменения наблюдаемого процесса и осуществляется перестройка параметров алгоритма регуляции динамического процесса, направленная на установление нового стационарного состояния системы уже по изменившимся характеристикам наблюдаемого процесса.

Обоснование и описание метода

С точки зрения поставленной задачи, реакция любой анализируемой системы в зависимости от ее состояния рассматривается в виде сигнала, который в общем случае описывается моделью случайного процесса (поля) и является функцией состояния любой системы. Воздействие внешней по отношению к рассматриваемой системе среды также описывается сигналом в виде квазистационарного случайного процесса. Заметим также, что просматривается связь решаемой проблемы с атрибутом симметрии, выраженным в установлении через соответствующий аттрактор симметрии между внутренним стационарным состоянием системы и состоянием окружающей среды. При этом симметрия порождает и противоположный атрибут, а именно асимметрию, который не

исключает принципа гомеостазиса, основанного на асимметрии.

Ранее предложенный [7] для решения различных технических задач метод измерения с априорно введенным случайным опорным сигналом (СОС) по существу базируется на указанном выше компенсационном взаимодействии. Суть метода состоит в том, что находится и поддерживается равновесие между параметрами и вероятностными характеристиками (ВХ) СОС и входного сигнала.

Для решения задачи разладки в предложенной в статье постановке, в отличие от классического подхода, нет необходимости получать результаты измерения соответствующей ВХ наблюдаемого сигнала, а достаточно установить момент ее изменения. Поэтому отпадает необходимость в генерации СОС, а вместо него целесообразно использовать в алгоритме для обнаружения разладки сам входной сигнал, но задержанный (запомненный) на некоторый интервал времени T_m относительно текущего момента времени. На этом интервале времени запомненная и тем самым зафиксированная в системе информация по входному сигналу постоянно обновляется по принципу так называемой стековой памяти [8]. Равновесие, определяющее аттрактор, достигается за счет симметрии между ВХ, измеренными и зафиксированными в прошлом, и измеряемыми ВХ в настоящем. При использовании алгоритмов с экстраполяцией условием для образования аттрактора является аналогичное равновесие между прошлыми и будущими значениями ВХ. Состояние равновесия в аттракторе устанавливается при взаимной компенсации преобразованных по установленной ВХ текущих и предшествующих значений сигнала, которые задаются в виде

$$\{\Xi[(n-i)\Delta t]\}_{i=1}^k = \{\xi(n\Delta t), \xi[(n-1)\Delta t], \dots, \xi[(n-k)\Delta t]\}$$

и

$$\{\Xi[(n-i)\Delta t - T_m]\}_{i=1}^k = \{\xi(n\Delta t - T_m), \xi[(n-1)\Delta t - T_m], \dots, \xi[(n-k)\Delta t - T_m]\}.$$

Речь идет о результатах измерения (преобразования в цифровой код) сигнала в дискретные моменты времени, поэтому для всех i выполняются ограничения $|\xi(i\Delta t)| \leq E_0$.

Вид или образ аттрактора, а также значения его параметров в зависимости от ВХ сигнала при отсутствии разладки можно априорно установить, например, аналитически [1, 2]. Причем эволюционный оператор, как правило, представлен в виде итерационного алгоритма, описывающего в динамике взаимодействие системы с окружающей средой на основе использования стековой памяти. В случае наступления разладки симметрия, на основе которой установился аттрактор,

нарушается, и для ее сохранения в установленном смысле происходит в соответствии с итерационным алгоритмом переход к следующему аттрактору, уже с измененными значениями параметров, или в другое стационарное состояние системы. Как уже упоминалось, переходный процесс при изменении параметров аттрактора для разных стационарных состояний можно использовать для построения критериев для оценки наступления соответствующей разладки. В силу случайности входного сигнала и ограничений, связанных с измерениями ВХ, соответствующие аттракторы системы также носят случайный характер. Поэтому необходим критерий для принятия решения относительно того, является ли данный сдвиг симметрии случайным при отсутствии разладки или же он порожден закономерным наступлением разладки в измеряемом сигнале. При этом возникает вопрос об установлении минимально допустимого усредненного интервала сдвига параметров нового аттрактора относительно значений этих параметров, полученных для предыдущего аттрактора, по которому принимается решение о наступлении разладки. Как и в классическом решении задач разладки, этот интервал может определяться по допустимой вероятности ошибки первого и второго рода [3, 9].

Формальное описание алгоритма

С учетом изложенного формальная реализация компенсационного принципа равновесия систем в динамике осуществляется на основе следующего обобщенного алгоритма:

$$\mathbf{d}[(n+1)\Delta t] = \mathbf{d}(n\Delta t) - \mathbf{A}_n \Psi \left\{ \left\{ \Xi[(n-i)\Delta t] \right\}_{i=1}^k, \left\{ \Xi[(n-i)\Delta t - T_m] \right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}(n\Delta t), \mathbf{d}_m \right\}, \quad (1)$$

где $\mathbf{d}[(n+1)\Delta t]$ и $\mathbf{d}(n\Delta t)$ — векторные значения искомого параметра системы на $(n+1)$ -м и n -м шаге итерации фиксированной размерности, причем для всех $n = 0, 1, 2, \dots$ выполняется условие $|\mathbf{d}(n\Delta t)| \leq \mathbf{E}_0$ и устанавливается начальное, например нулевое, значение векторного параметра, т. е. $\mathbf{d}(0\Delta t) = \mathbf{0}$; \mathbf{A}_n — априорно заданная или изменяющаяся по определенному закону последовательность матриц, определяющая шаг итерации и влияющая на изменение искомого параметра на $(n+1)$ -м шаге в зависимости от его значения на n -м шаге итерации; Δt — исходный минимальный шаг временной дискретизации, связанный с преобразованием исходного, изменяющегося случайно во времени аналогового сигнала в цифровые отсчеты; $\xi(n\Delta t)$ — преобразованные в цифровой код дискретные отсчеты исходного сигнала в моменты времени $n\Delta t$, $|\xi(n\Delta t)| \leq E_0$ (для исход-

ного сигнала и отсчетов исходного сигнала используется общий термин — сигнал); E_0 — диапазон преобразования аналогового значения сигнала в цифровой код; \mathbf{d}_m — априорно заданный вектор параметров фиксированной размерности m ; T_m — априорно заданный временной параметр, определяющий глубину памяти или задержку сигнала относительно текущего времени $n\Delta t$, величина которого задается кратно временному шагу Δt в виде $m\Delta t$; $\Psi\{\dots\}$ — некоторое основополагающее для решения задачи разладки векторное преобразование сигнала по указанным переменным и параметрам или эволюционный оператор, описывающий соответствующую эволюцию системы; при этом содержание составляющих и размерность вектора данного преобразования раскрывается явно в зависимости от вида ВХ и числа используемых для решения задачи разладки ВХ; i — индекс, определяющий момент времени в запомненных и текущих отсчетах сигнала, обычно начальное значение принимается в соответствии с равенством $i = 1$; m и k — целые числа, задаваемые априорно, значение $k \geq 1$ выбирается в зависимости от устанавливаемой ВХ, а значение $m \geq 1$, как будет показано ниже, при необходимости может уточняться в реальном масштабе времени по соответствующему дополнительному алгоритму.

В дальнейшем для упрощения записи и анализа подразумевается, что шаг временной дискретизации $\Delta t = 1$. Векторное преобразование вводится для того, чтобы показать, что решение задачи разладки может осуществляться по набору ВХ, частным случаем которого является единственная ВХ, например математическое ожидание (МО).

Условия сходимости

Для сходимости (1) к стационарному векторному значению \mathbf{d}_0 , определяющему аттрактор, должно выполняться условие

$$\lim_{n \rightarrow \infty} M_\xi \left\{ \Psi \left\{ \left\{ \Xi(n-i) \right\}_{i=1}^k, \left\{ \Xi(n-i) - T_m \right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}(n), \mathbf{d}_m \right\} \right\} = M_\xi \left\{ \Psi \left\{ \left\{ \Xi(n-i) \right\}_{i=1}^k, \left\{ \Xi(n-i) - T_m \right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}_0, \mathbf{d}_m \right\} \right\} = \mathbf{0}, \quad (2)$$

где $M_\xi\{\dots\}$ — оператор усреднения по указанной случайной величине ξ .

Равенство (2) при фиксированном и априорно заданном временном параметре T_m выполняется для достаточно представительного класса случайных квазистационарных или кусочно-стационарных процессов.

Однако выполнение условия (2) является необходимым, но недостаточным для обнаружения

разладки. Поэтому алгоритм (1) в данном виде не может быть использован для непосредственного решения поставленной задачи без конкретного раскрытия в явном виде преобразования $\Psi\{\dots\}$. Этот алгоритм можно рассматривать при дополнительных достаточно общих условиях и ограничениях только как некоторый математический объект. Тем не менее этим объектом с некоторыми накладываемыми на него общими ограничениями и вытекающими из них дополнительными свойствами можно руководствоваться при синтезе алгоритма для решения конкретной задачи разладки. В отличие от детерминированного варианта, в рассматриваемом случае для стационарного значения параметра условие (2) выполняется в среднем, а это значит, что для этого же значения параметра допускаются случайные нарушения равенства (2). Поэтому сам процесс синтеза алгоритма должен базироваться в основном на симметрии между ВХ сигналов, которые измеряются итерационно в соответствии с преобразованием выборок сигнала $\{\Xi[(n-i)]\}_{i=1}^k$ и $\{\Xi[(n-i)-T_m]\}_{i=1}^k$. Если принцип симметрии в установленном смысле между ВХ сохраняется, то разладка в наблюдаемом случайном процессе $\xi(t)$ отсутствует. В противном случае можно констатировать наступление разладки. Возможен, конечно, и обратный случай. Поскольку по наблюдаемому случайному процессу на ограниченном интервале времени можно построить только оценки ВХ, то решение задачи приобретает статистический смысл с учетом вероятностей ошибок первого и второго рода. Сама причина возникновения этих ошибок остается такой же, как и в классическом случае решения подобной задачи.

Для конкретизации алгоритма (1), реализующего компенсационный принцип равновесия систем в динамике, необходимо уточнить преобразование $\Psi\{\dots\}$ в виде

$$\Psi\left\{\left\{\Xi(n-i)\right\}_{i=1}^k, \left\{\Xi[(n-i)-T_m]\right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}(n), \mathbf{d}_m\right\} = \\ = \mu\left\{\theta_1\left\{\left\{\Xi(n-i)\right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}(n), \mathbf{d}_m^*\right\}, \theta_2\left\{\left\{\Xi[(n-i)-T_m]\right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}(n), \mathbf{d}_m^*\right\}\right\}$$

или

$$\Psi\left\{\left\{\Xi(n-i)\right\}_{i=1}^k, \left\{\Xi[(n-i)-T_m]\right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}(n), \mathbf{d}_m\right\} = \\ = \mu\left\{\theta_1\left\{\left\{\Xi(n-i)\right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}(n), \mathbf{d}_m^*\right\} - \theta_2\left\{\left\{\Xi[(n-i)-T_m]\right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}(n), \mathbf{d}_m^*\right\}\right\}, \quad (3)$$

где $\mu\{\dots\}$ и $\theta_i\{\dots\}$, $i = 1, 2$ — векторные преобразования, вид которых раскрывается в зависимости от

конкретного вида алгоритма обнаружения разладки по соответствующим ВХ сигнала.

Простейший способ реализации принципа симметрии соответствует случаю, когда преобразования от текущих и задержанных значений сигнала совпадают, т. е. $\theta_1\{\dots\} = \theta_2\{\dots\} = \theta\{\dots\}$. Причем при одном и том же преобразовании $\theta\{\dots\}$ условие отсутствия разладки для квазистационарного случайного процесса $\xi(t)$ при надлежащем выборе параметров T_k и \mathbf{d}_m^* для (3) сохраняется, если выполняется условие (2). В этом случае $\mathbf{d}(n+1) = \mathbf{d}(n) = \mathbf{d}_0$, а это свойство и является следствием наличия в преобразовании $\Psi\{\dots\}$ симметрии, т. е.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} M_\xi \left\{ \theta \left\{ \left\{ \Xi(n-i) \right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}_0, \mathbf{d}_m^* \right\} \right\} = \\ = \lim_{n \rightarrow \infty} M_\xi \left\{ \theta \left\{ \left\{ \Xi[(n-i)-T_m] \right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}_0, \mathbf{d}_m^* \right\} \right\}.$$

С другой стороны, с точки зрения теории нелинейной динамики [1–3], значение векторного параметра \mathbf{d}_0 или множество его значений образуют аттрактор. При этом симметрия нарушается, если изменятся, начиная с какого-то момента времени, те или иные ВХ сигнала $\xi(t)$, но при этом меняется и аттрактор, для нового значения которого, тем не менее, должно сохраняться условие (2).

Симметрия и наличие аттрактора могут выполняться в иной интерпретации, если в алгоритме (3) используются два разных сигнала $\xi(t)$ и $\eta(t)$. В этом случае уравнение (2) при $T_k \geq 0$ представим в виде

$$\lim_{n \rightarrow \infty} M_\xi \left\{ \theta_1 \left\{ \left\{ \Xi(n-i) \right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}_0, \mathbf{d}_m^* \right\} \right\} = \\ = \lim_{n \rightarrow \infty} M_\eta \left\{ \theta_2 \left\{ \left\{ \Theta[(n-i)-T_m] \right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}_0, \mathbf{d}_m^{**} \right\} \right\}, \quad (4)$$

где $\{\Theta(t_i)\}_{i=1}^n = \{\eta(t_1), \eta(t_2), \dots, \eta(t_n)\}$, что и определяет измерительное уравнение, если правая часть априорно известна. Задаваясь значениями параметра \mathbf{d}_m^* , \mathbf{d}_m^{**} и указанными в (4) преобразованиями, можно построить соответствующие градуировочные характеристики при выполнении измерений.

Анализ сходимости к усредненному стационарному значению. Одномерный вариант

Для того чтобы выявить особенности решения поставленной задачи, исследуем в общем случае динамику алгоритма в одномерном варианте. Аналитическое исследование многомерного варианта далеко не всегда приводит к обозримому результату, поэтому целесообразно переходить для этого случая к методам имитационного моделирования. Результаты аналитического исследования одномерного варианта позволяют интер-

претировать полученные в итоге имитационного моделирования численные результаты.

Для одномерного варианта представим алгоритм (1), усредненный на n -м такте итерации по случайной последовательности $\xi(n)$, в виде

$$\bar{v}[(n+1)] = \bar{v}(n) - A_n \bar{\Psi}' \left\{ \left\{ \Xi(n-i) \right\}_{i=1}^k, \left\{ \Xi(n-i) - T_m \right\}_{i=1}^k, \bar{d}_0 + \bar{v}(n), d_m \right\},$$

где $\bar{v}(i) = (\bar{d}(i) - d_0)$ — центрированная относительно искомого значения и усредненная решающая функция при индексе i , равном n и $n+1$ соответственно.

Разлагая усредненное преобразование $\Psi\{\dots\}$ относительно соответствующего стационарного (в дальнейшем полагаем $\bar{d}_0 = d_0$) и усредненного значения решающей функции в ряд Тейлора и учитывая равенство (2), с учетом только линейного члена разложения, получаем

$$\bar{v}[(n+1)] = \bar{v}(n) - A_n \bar{\Psi}' \left\{ \left\{ \Xi(n-i) \right\}_{i=1}^k, \left\{ \Xi(n-i) - T_m \right\}_{i=1}^k, d_0, d_m \right\} \bar{v}(n),$$

так как рассматривается случай, когда разладка еще не наступает.

При A_n постоянном и равном α получаем

$$\bar{v}[(n+1)] = \bar{v}(0) \left\{ 1 - \alpha \bar{\Psi}' \left\{ \left\{ \Xi(n-i) \right\}_{i=1}^k, \left\{ \Xi(n-i) - T_m \right\}_{i=1}^k, d_0, d_m \right\} \right\}^n. \quad (5)$$

Вид преобразований $\theta\{\dots\}$ и $\Psi\{\dots\}$ должен удовлетворять свойствам функции меры, в частности, либо равномерной, либо квадратичной. Таким образом, вопрос о том, какой динамикой будет обладать сходимость алгоритма к стационарному состоянию для любой другой ВХ, по которой решается задача разладки, сводится к определению усредненного значения производной от основного преобразования. Если же преобразование $\Psi\{\dots\}$ в (3) выбирается с совпадающими функциями $\theta_i\{\dots\}$ для $i = 1, 2$, а преобразование $\mu\{\dots\}$ представляет собой линейную функцию, то скорость сходимости в среднем определяется по величине производной от соответствующей составляющей аргумента усредненного преобразования $\bar{\Psi}'\{\dots\}$. При этом сходимость алгоритма обеспечивается, если правая часть (5) при увеличении числа итерации будет стремиться к нулю. В этом случае $\lim_{i \rightarrow \infty} \bar{v}(i) = 0$ и $\lim_{i \rightarrow \infty} \bar{d}(i) = d_0$. Искомый па-

раметр $d(n+1)$ можно рассматривать как некоторую статистическую или решающую функцию, по значениям которой принимается решение о возникновении разладки в сигнале $\xi(n)$ в момент времени n_0 , если для решающей функции

выполняется условие $d(n_0 + 1) > d_{\text{п}}$, где $d_{\text{п}}$ — некоторое ее заданное пороговое значение, или порог. Величина этого порога в классическом варианте определяется на основании априорных данных о виде плотности распределения вероятностей (ПРВ) решающей функции, включая диапазон изменения сигнала E_0 . Известны различные методы определения величины порога с учетом объема априорных данных о ПРВ решающей функции [9]. Однако любое известное решение по установлению порога не предусматривает возможности коррекции его величины при изменении ВХ сигнала в реальном масштабе времени в темпе с определением значений самой решающей функции. При осуществлении коррекции порога желательно, чтобы динамика и время коррекции были, по крайней мере, равны соответствующей динамике и времени коррекции изменения решающей функции при наступлении разладки. Возможны различные варианты дополнительных алгоритмов, отслеживающих в реальном масштабе времени изменение порога по определению какой-либо дополнительной ВХ сигнала. Важно отметить, что дополнительные алгоритмы используют информацию, получаемую по той же выборке, задержанной на заданный временной интервал, что и основной алгоритм обнаружения разладки. При этом возникает задача по поиску соответствующего дополнительного алгоритма. Очевидно, что этот алгоритм должен быть согласован с исходным алгоритмом, в соответствии с которым решается задача разладки. По существу, в данной постановке речь идет об адаптивном варианте решения исходной задачи разладки для поиска величины порога при минимальной априорной информации о значениях ВХ сигнала.

Оценка дисперсии при сходимости к усредненному стационарному значению

Для определения дисперсии искомого параметра для одномерного варианта уравнения (1) вычтем из его правой и левой частей усредненное стационарное значение искомого параметра и возведем правую и левую части в квадрат. Применив справа и слева к полученному результату операцию усреднения, приходим к следующему эквивалентному в установленном смысле итерационному уравнению:

$$M \left\{ v^2[(n+1)] \right\} = M \left\{ v(n) - A_n \Psi' \left\{ \left\{ \Xi(n-i) \right\}_{i=1}^k, \left\{ \Xi(n-i) - T_m \right\}_{i=1}^k, d_0 + v(n), d_m \right\} \right\}^2. \quad (6)$$

Тогда, разлагая в ряд Тейлора в (6) преобразование $\Psi\{\dots\}$ относительно d_0 и используя линейное приближение, после усреднения получаем

$$\bar{v}^2[(n+1)] = \bar{v}^2(n) \left\{ 1 - 2A_n \lambda'(d_0) + A_n^2 [\lambda'(d_0)]^2 \right\} + A_n^2 \lambda^2(d_0) + A_n M \{ v(n) \lambda'(d_0) \lambda(d_0) \},$$

где $\bar{v}^2[(n+1)] = M\{v^2[(n+1)]\}$ и $\bar{v}^2(n) = M\{v^2(n)\}$; $\lambda^2(d_0) = M\{\psi^2\{[\Xi(n-i)]_{i=1}^k, [\Xi(n-i) - T_m]_{i=1}^k, d_0, d_m\}\}$ — дисперсия искомого параметра для его стационарного в среднем значения;

$$\lambda'(d_0) = M \left\{ \frac{\partial}{\partial d} \Psi \left\{ [\Xi(n-i)]_{i=1}^k, [\Xi(n-i) - T_m]_{i=1}^k, d(n), d_m \right\} \right\}_{d(n)=d_0}.$$

Напомним, что для стационарного значения параметра d_0 выполняется условие

$$\lambda(d_0) = M \{ \psi \{ [\Xi(n-i)]_{i=1}^k, [\Xi(n-i) - T_m]_{i=1}^k, d_0, d_m \} \} = 0.$$

Если пренебречь корреляционным моментом $M\{v(n)\lambda'(d_0)\lambda(d_0)\}$ и слагаемым $A_n^2[\lambda'(d_0)]^2$ по сравнению со значением $2A_n\lambda'(d_0)$ при надлежащем выборе параметра $A_n = \text{const} = A_0 < 1$, то для n -й итерации получаем формулу для оценки так называемой финальной дисперсии искомого параметра в виде

$$\bar{v}^2[(n)] \approx \bar{v}^2(0) \{ 1 - 2A_0 \lambda'(d_0) \}^n + \frac{A_0 \lambda^2(d_0)}{2\lambda'(d_0)}. \quad (7)$$

Полученный результат имеет достаточно ясный физический смысл: чем выше скорость изменения заданного преобразования для стационарного значения искомого параметра, тем меньше флуктуация его аргумента, причем влияние дисперсии начального отклонения $v(0)$ экспоненциально уменьшается. Учитывая, что ПРВ искомого значения параметра в области стационарного значения приближается к гауссовой ПРВ, величина полученной дисперсии позволяет выбрать соответствующее пороговое значение для принятия решения о наступлении разладки во входном сигнале относительно его предыдущего стационарного значения. Следует отметить, что проведенные исследования выполнены для первого приближения. Исследование более сложных случаев сходимости рассмотренных алгоритмов выходит за рамки настоящей статьи. Заметим также, что уравнение (4) при малом значении дисперсии (7) является необходимым и достаточным условием для измерений параметров и ВХ сигналов [6].

Заключение

Проведенное исследование свойств обобщенного алгоритма определяет теоретическую базу как в искусственных, так и в естественных системах в рамках решения задач по обнаружению

разладки, которая является следствием эволюции систем, в том числе при изменении окружающей среды. Решения подобных задач определяют информационную основу автоматизации технической и медицинской диагностики разнообразных систем при изменении их характеристик и параметров. Проведенные исследования не коснулись вопроса оптимального определения такого важного параметра, как глубина памяти системы. Рекомендации по выбору глубины памяти, а также установлению величины порога при принятии решения о наступлении разладки целесообразно проводить при конкретном выборе вида эволюционного оператора. Тем не менее полученные результаты составляют обобщенную основу и намечают пути исследования, связанные с оценкой указанных параметров при решении конкретных задач разладки и диагностики. Примеры подобных исследований приведены в следующей части статьи.

Литература

1. **Малинецкий Г. Г.** Математические основы синергетики: Хаос, структуры, вычислительный эксперимент. Изд. 5-е. — М.: ЛКИ, 2007. — 312 с.
2. **Берже П., Помо И., Видаль К.** Порядок в хаосе. О детерминистском подходе к турбулентности: пер. с англ. — М.: Мир, 1991. — 368 с.
3. **Бассвиль М.** и др. Обнаружение свойств сигналов и динамических систем: пер. с англ. / Под ред. М. Бассвиль, А. Банвениста. — М.: Мир, 1989. — 278 с.
4. **Табор М.** Хаос и интегрируемость в нелинейной динамике. — М.: Эдиториал УРСС, 2001. — 320 с.
5. **Сороко С. И., Трубочев В. В.** Нейрофизиологические и психофизиологические основы адаптивного биоуправления. — СПб.: Политехника-сервис, 2010. — 607 с.
6. **Майнцер К.** Сложносистемное мышление: Материя, разум, человечество. Новый синтез: пер. с англ. / Под ред. и с пред. Г. Г. Малинецкого. — М.: Либроком, 2009. — 464 с. (Синергетика от прошлого к будущему.)
7. **Тихонов Э. П., Селиванова М. П.** Основные принципы, области применения и перспективы развития измерений с опорным случайным процессом // Измерения, контроль, автоматизация. 1990. № 3. С. 3–6.
8. **Редькин П.** Микроконтроллеры Atmel архитектуры AVR32 семейства AT32UC3: Руководство пользователя. — М.: Техносфера, 2010. — 784 с.
9. **Цейтлин Н. А.** Из опыта аналитического статистика. — М.: Солар, 2007. — 906 с.

УДК 528.83

ИНТЕГРАЦИЯ В ЕДИНОМ ИНФОРМАЦИОННОМ ПРОСТРАНСТВЕ РАЗНОРОДНЫХ ГЕОПРОСТРАНСТВЕННЫХ ДАННЫХ

С. А. Карин,

канд. воен. наук

Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург

Определяется роль и место геопространственных данных в системах информационного обеспечения органов государственного управления. Рассматриваются современные технологии представления и интеграции разнородных геоданных, обосновываются их основные недостатки. Описывается метод интеграции разнородных геопространственных данных на основе концепции метаданных в современных автоматизированных межвидовых системах информационного обеспечения и взаимодействия, преодолевающий указанные недостатки.

Ключевые слова — единое информационное пространство, геоинформационные системы, геопространственные данные, профиль метаданных.

Введение

Анализ современных взглядов на организацию процессов управления экономической, социальной, политической и оборонной деятельностью государства показал, что одним из важнейших условий достижения поставленной цели является своевременное обеспечение органов управления точной и полной информацией. При этом необходимо отметить постоянно возрастающую роль взаимозависимости, взаимовлияния сложных систем, применяемых в различных взаимодействующих органах.

Данное обстоятельство привело к развитию современных автоматизированных межвидовых систем информационного обеспечения и взаимодействия (АМС ИОВ), функционирующих в среде единого информационного пространства, которое представляет собой совокупность взаимодействующих разнородных технических, программно-алгоритмических и информационных средств, использование которых направлено на достижение единой цели.

В ряду организационных, технологических и технических проблем, стоящих перед разработчиками АМС ИОВ, важной составной частью которых являются геоинформационные системы (ГИС), ключевое место занимает задача интеграции и совместного использования разнородных геопространственных и атрибутивных данных, добыва-

емых, хранящихся и обрабатываемых в различных по назначению и способам реализации программно-технических комплексах. Сложность и трудоемкость этой задачи обусловлена следующими особенностями, которые присущи циркулирующей в таких системах информации:

- значительная часть (до 80 и более процентов) информации имеет пространственную и временную привязку (т. е. является геопространственной);

- для представления однотипных данных, особенно пространственных, в разных системах используются разные и несовместимые между собой форматы представления;

- объемы информации, которую необходимо обработать, сохранить и предоставить потребителю, в настоящее время достигают размеров в десятки и сотни терабайт и продолжают возрастать.

Основу любой ГИС составляет реализованная в ней модель представления геопространственных данных (ГПД), которая выступает как система правил цифрового моделирования реальных объектов путем описания типов и свойств элементарных пространственных объектов, их наборов и межобъектных отношений. При этом практически в каждой существующей сегодня прикладной ГИС или специализированном банке пространственных данных используются собственные форматы и модели представления и хранения обрабатываемых в них данных.

Примером реализации таких моделей является академический профиль пространственных метаданных GeoMETA v3.0:2007 [1].

Наличие большого числа различных видов и форматов ГПД обусловлено как объективными обстоятельствами (их природой и разнообразием источников формирования и способов получения), так и субъективным фактором, состоящим в предпочтении разработчиков конкретных систем в отношении математической основы и информационно-логических моделей, используемых для их представления и обработки.

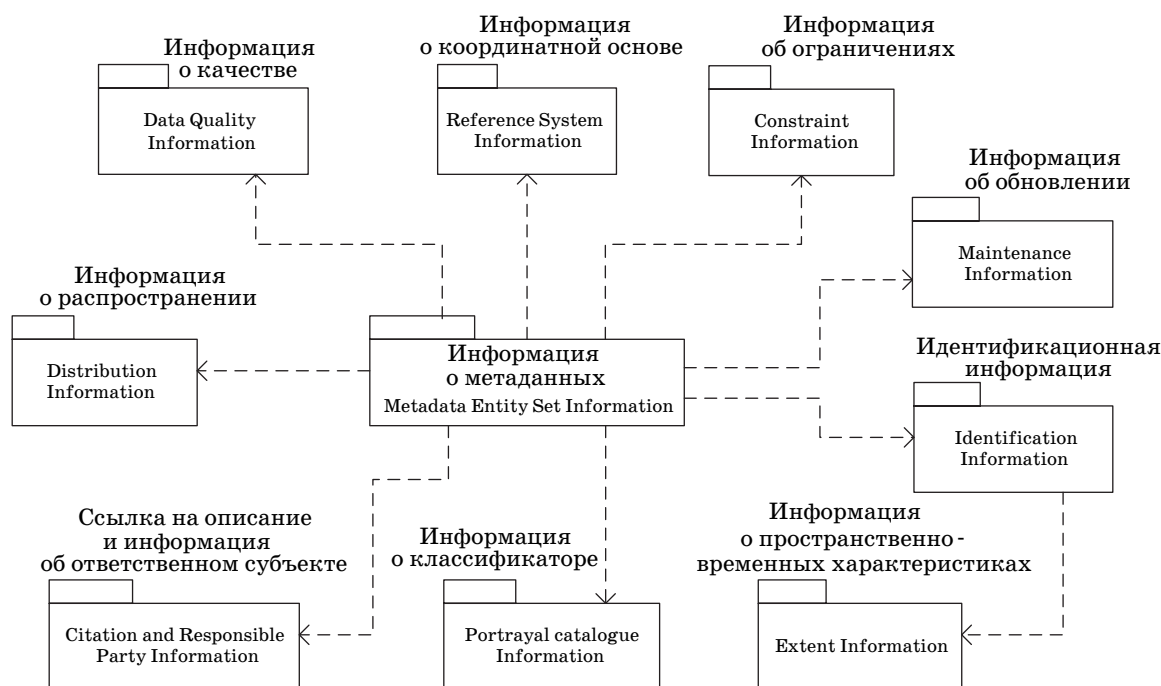
Для обеспечения интеграции и совместного использования разнородных ГПД, поступающих от различных источников и взаимодействующих систем, применяются обменные форматы и конверторы. Как показывает практика, конвертирование (преобразование) таких данных из одного формата в другой, во-первых, не всегда имеет единственное решение и поэтому предполагает обязательное участие в этом процессе человека, а во-вторых, эта операция требует значительных вычислительных и временных ресурсов. Все это отрицательно влияет на точность и оперативность подготовки и доведения необходимой потребителю информации.

Выходом из создавшегося положения является разработка некоторой универсальной (для определенного круга задач и используемых информационных ресурсов) модели представления ГПД и соответствующих методов их автоматического учета, оперативного поиска, обработки и доведения до потребителей.

В настоящей статье описан подход к решению данной задачи применительно к системам информационного обеспечения органов управления. Предложенные модели и методы базируются на концепции метаданных, современных технологиях проектирования и разработки ГИС и баз пространственных данных, а также теории формальных грамматик и концепции единого информационного пространства.

Отечественные и международные стандарты в области создания профилей метаданных

Важную роль в процессе объединения усилий международного сообщества потребителей и разработчиков геоинформации в создании единых стандартов и моделей представления ГПД играет технический комитет ISO/TC 211. Под его руководством разработаны методология, технические регламенты и базовые инструменты для проектирования, разработки и эксплуатации систем сбора, хранения, обработки и распространения ГПД. Основные положения этих материалов изложены в таких стандартах, как ISO 19115:2003. Geographic information — Metadata (Географическая информация. Метаданные) [2], ISO 19118 Geographic information — Encoding (Географическая информация. Кодирование) [3] и ISO 19139:2007. Geographic information — Metadata — XML schema implementation (Географическая информация. Метаданные. Спецификация реализации) [4].



■ Рис. 1. Пакеты метаданных ГОСТ Р 52537–2006

Стандарт ISO 19115:2003 описывает состав и содержание метаданных, а также взаимоотношения между элементами метаданных. Набор метаданных ISO 19115 содержит более 400 элементов и атрибутов, сгруппированных в 95 классов, при этом 22 элемента составляют ядро, включающее 7 обязательных, 4 условных и 11 необязательных элементов. Стандарт 19115 представляет собой концептуальную UML-модель метаданных. Правила и методы превращения логических UML-абстракций в кодированные описания в виде XML-схем описаны в стандарте ISO 19118. Детальному же описанию методов кодирования и специфических приемов их применения для UML-моделей метаданных посвящена техническая спецификация ISO 19139.

В нашей стране принят ГОСТ Р 52573–2006 «Географическая информация. Метаданные» [5], который является адаптированным для нашей страны аналогом стандарта ISO 19115:2003 и в соответствии с ним разработан на основе унифицированного языка моделирования (Unified Modeling Language — UML). Все типы метаданных в стандарте ГОСТ Р 52573–2006 представлены в виде совокупности UML-пакетов. Пакет состоит из одной или более сущностей, связанных отношениями обобщения или агрегирования. Каждая сущность представляет собой совокупность элементов (атрибутов), характеризующих тот или

иной аспект метаданных. Основные пакеты метаданных, связанные между собой отношением зависимости (данное отношение описывает ситуацию, при которой изменения в независимом элементе модели требуют изменений в зависимом элементе), представлены на рис. 1.

Метод интеграции разнородных ГПД в автоматизированных системах органов управления

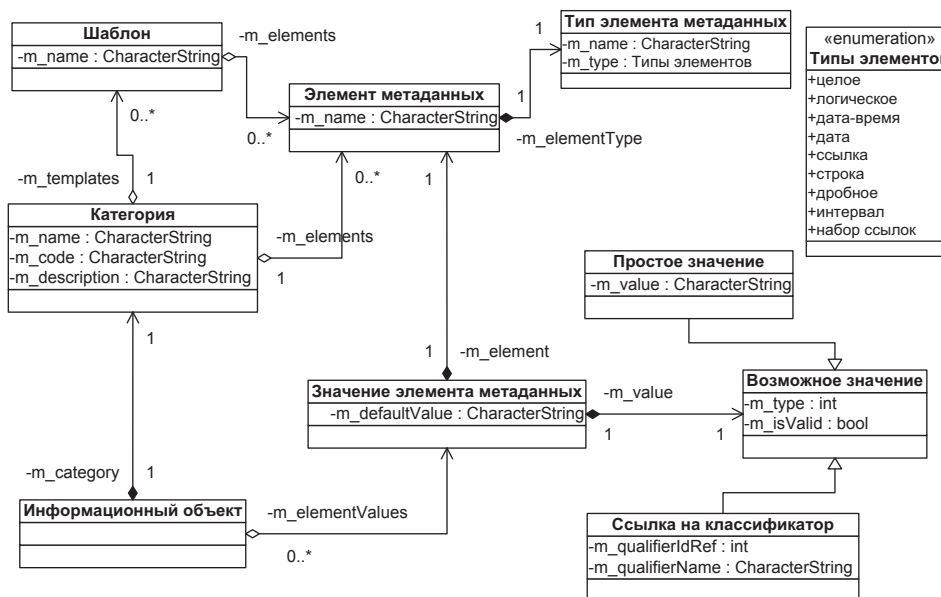
Подход, основанный на создании профилей метаданных, активно применяется и при автоматизации процессов, происходящих в органах государственного и муниципального управления.

В целях разработки онтологии унифицированного профиля метаданных ГПД для перспективной АМС ИОВ органов управления был выполнен анализ состава и особенностей решаемых с ее помощью прикладных задач, источников и форматов используемых при этом исходных данных, требований к содержанию и форме выходных документов. По результатам анализа были определены состав и содержание набора метаданных разрабатываемого профиля.

UML-диаграмма пакетов данного профиля представлена на рис. 2. В отличие от базового набора метаданных, определенного в ГОСТ 52573–2006, в этот профиль были добавлены два новых



■ Рис. 2. UML-диаграмма пакетов унифицированного профиля метаданных для использования в АМС ИОВ органов управления



■ Рис. 3. UML-диаграмма пакета «Информация специального назначения»

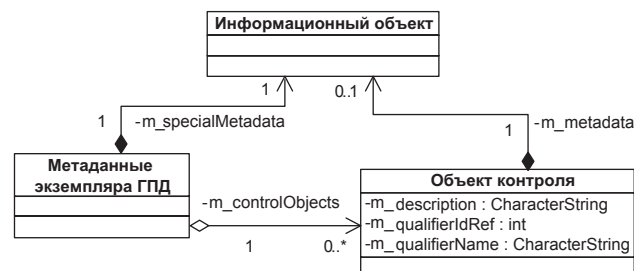
пакета, исключены три пакета и внесены изменения в два пакета.

Проведенный анализ показал, что основными типами используемых и разрабатываемых в АМС ИОВ органов управления ГПД являются цифровые векторные и растровые карты, растровые геокодированные изображения, цифровые данные о рельефе местности (векторные и растровые), тематические слои полной и типовой векторизации, тематические трехмерные модели местности и объектов, фоноцелевая информация, слои данных об оперативной обстановке, слои данных о метеобстановке, электронные фотосхемы (ЭФС), слои с результатами решения специальных расчетно-аналитических задач. Для обеспечения возможности автоматизированного или автоматического построения описаний этих достаточно разнородных ГПД в состав набора метаданных были включены следующие сущности (UML-классы): информационный объект, категория информационного объекта, тип элемента метаданных, шаблон представления информационного объекта, ссылка на классификатор и некоторые другие. Все эти сущности собраны в пакет «Информация специального назначения», диаграмма классов которого представлена на рис. 3.

В связи с тем, что задачи информационного обеспечения пользователей АМС ИОВ органов управления всегда связаны с конкретными объектами контроля, управления и воздействия, в состав набора метаданных разработанного профиля ГПД предложено ввести еще один пакет — «Информация об объективном составе». Этот пакет содержит классы, предназначенные для опи-

сания объектового состава конкретных экземпляров ГПД. Примерами таких объектов являются места расположения объектов воздействия, пункты управления, узлы связи, склады, транспортные системы и узлы, аэродромы, линии электропередач, объекты инфраструктуры электроэнергетики и транспорта и др. Основной класс данного пакета метаданных «Объект контроля» и его взаимосвязи с другими пакетами разработанного профиля представлены на рис. 4.

Примером информационного объекта может служить ЭФС, которая характеризуется определенным набором элементов метаданных (название, масштаб, автор, время исполнения, объект и т. д.) и включает несколько прикрепленных файлов. В этих файлах содержатся слои, из которых, собственно, и состоит ЭФС. Например, она может включать слой с растровым геокодированным изображением, тематические слои полной и тематической векторизации, цифровую картографическую основу в виде электронной топокарты и векторную координатную сетку.



■ Рис. 4. Пакет метаданных «Информация об объективном составе» и его взаимосвязи

При этом ЭФС может описывать один или несколько объектов контроля, которые имеют свой собственный набор элементов метаданных (наименование объекта контроля, состояние, код объекта, принадлежность, координатная и временная привязка т. д.).

Данный пример показывает, что, с одной стороны, ЭФС является информационным объектом, а с другой стороны, каждый из присутствующих на ней объектов управления и воздействия также можно рассматривать в качестве информационного объекта.

Важно отметить, что представленная на рис. 3 диаграмма классов содержит все необходимые элементы для описания используемых в АМС ИОВ органов управления ГПД. В связи с этим она была положена в основу программной реализации метода формирования метаданных ГПД. Данный метод обеспечивает преобразование концептуальной UML-модели профиля в конкретную XML-схему и XML-описания в строгом соответствии с требованиями стандартов ISO 19118 и 19139.

Полученная в результате этого совокупность XML-описаний представляет собой описание профиля метаданных ГПД на некотором формальном языке $L(G)$, который в соответствии с теорией формальных грамматик [6–8] задается грамматикой L , т. е.

$$L(G) = \{x \in T^* \mid S \Rightarrow_G^* x\},$$

$$G = (N, T, P_G, S),$$

где N — множество нетерминальных символов; T — множество терминальных символов таких, что $T \cap N = \emptyset$; P_G — множество правил вывода (продукций) вида $A \rightarrow \alpha$: $\alpha = aAa'$, $\alpha = aBbA'$, $\alpha = a$, $A \in N$, $a \in T$, $a' \in T$; S — начальный символ (аксиома грамматики).

Очевидно, что для ГПД, представленных в других форматах, также возможно построить грамматики, порождающие соответствующий им язык. В ходе проведенных исследований были проанализированы следующие форматы представления метаданных пространственных данных:

- формат паспорта карты ГИС «Панорама»;
- профиль метаданных ESRI;
- модель пространственных данных ГИС MapInfo.

По результатам проведенного анализа определены правила вывода порождающей грамматики:

- для формата паспорта карты ГИС «Панорама»

$$\alpha = \beta, \beta \in (T)^*,$$

$$\alpha = \beta A, \beta \in (T)^*, A \in N;$$

- для форматов профиля метаданных ESRI и MapInfo

$$\alpha = \beta A \gamma \mid \beta, \gamma \in (T)^*, A \in N,$$

$$A \rightarrow \xi_H \psi \xi_K \mid \xi_H, \xi_K \in T, \psi \in (T \cup N).$$

Последнее правило означает, что множество терминальных символов разбито на пары, и всегда можно выделить терминальный символ, открывающий, а также закрывающий правило вывода. При этом открывающий терминальный символ не может являться закрывающим и наоборот.

С учетом вышеизложенного задача преобразования метаданных ГПД, представленных в форматах, отличных от унифицированного профиля, в формат унифицированного профиля состоит в разработке двух следующих объектов:

- 1) трансляционной грамматики G_T вида

$$G_T = \langle N_T, T_T, P_{G_T}, S_T \rangle,$$

$$N_T = N_B \cup T_B; T_T = T \cup T'; P_{G_T} = P_{G_B} \cup P_G \cup P';$$

$$P': \phi \rightarrow \psi \mid \phi \in (T_B \cup N_B)^*, \psi \in (T \cup N)^*; S_T = S;$$

- 2) преобразователя с магазинной памятью M (МП-преобразователя), который производит синтаксический анализ входных данных и осуществляет их перевод с исходного языка $L_B(G_B)$ на язык $L(G)$ вида

$$M = \langle Q, A, \Delta, \Gamma, \delta, q_0, z_0, F \rangle,$$

где $Q = \{q_0\}$ — множество состояний МП-преобразователя; $A = T_B$ — входной алфавит; $\Delta = T$ — выходной алфавит; $\Gamma = T_B \cup N_B$ — магазинный алфавит; δ — отображение вида $Q \times \{A \cup \{\epsilon\}\} \times \Gamma \rightarrow Q \times \Gamma^* \times \Delta^*$; q_0 — начальное состояние; $z_0 = \emptyset$ — начальный символ в магазинной памяти; $F = \emptyset$ — множество заключительных состояний.

Заключение

Описанный выше метод решения задачи интеграции и совместного использования разнородных пространственных данных на основе унифицированного профиля метаданных является результатом научной и практической деятельности автора на протяжении 2007–2011 гг. Метод лег в основу ряда автоматизированных информационных систем, разрабатываемых специалистами Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского для учреждений Министерства обороны Российской Федерации, а также органов муниципального и государственного управления г. Санкт-Петербурга и Ленинградской области. Кроме того, предложенный метод использован при создании единого информационного пространства ВКА им. А. Ф. Можайского, в частности геопортала кафедры систем дистанционного зондирования Земли.

Литература

1. **Пространственные** метаданные в системе «Гео-МЕТА». <http://www.gisa.ru/47191.html> (дата обращения: 02.12.2011).
2. **International Standart ISO 19115 Geographic information — Metadata.** — ISO, 2003. — 140 p.
3. **International Standart ISO 19118 Geographic information — Encoding.** — ISO, 2005. — 104 p.
4. **International Standart ISO/TS 19139:2007 Geographic information — Metadata — XML-schema implementation.** — ISO, 2007. — 111 p.
5. **ГОСТ Р 52573–2006.** Географическая информация. Метаданные. — М.: Стандартинформ, 2006. — 59 с.
6. **Алферова З. В.** Теория алгоритмов. — М.: Статистика, 1973. — 165 с.
7. **Пентус А. Е., Пентус М. Р.** Теория формальных языков: учеб. пособие. — М.: Изд-во ЦПИ при мех.-мат. ф-те МГУ, 2004. — 80 с.
8. **Ахо А., Ульман Дж.** Теория синтаксического анализа, перевода и компиляции. Т. 1: Синтаксический анализ. — М.: Мир, 1978. — 612 с.

УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

При подготовке рукописей статей редакция просит Вас руководствоваться следующими рекомендациями.

Объем статьи (текст, таблицы, иллюстрации и библиография) не должен превышать эквивалента в 20 страниц, напечатанных на бумаге формата А4 на одной стороне через 1,5 интервала в Word шрифтом Times New Roman размером 13, поля: слева три сантиметра, остальные не менее двух.

Обязательными элементами оформления статьи являются: индекс УДК, заглавие, инициалы и фамилия автора (авторов), ученая степень, звание, полное название организации, аннотация (7–10 строк) и ключевые слова на русском и английском языках, подрисуночные подписи.

Формулы в текстовой строке набирайте в Word, не используя формульный редактор (Mathtype или Equation), только в том случае, если средства Word не позволяют набрать формулу или символ (например, простая дробь, символы с «крышками» и т. д.), используйте имеющийся в Word формульный редактор Mathtype или Equation; формулы, стоящие в отдельной строке, могут быть набраны как угодно; при наборе формул в формульном редакторе знаки препинания, ограничивающие формулу, набирайте вместе с формулой; для установки размера шрифта никогда не пользуйтесь вкладкой Other..., используйте вкладку Define; в формулах не отделяйте пробелами знаки: + = –; не подгоняйте размер символов в формулах под размер шрифта в тексте статьи, не растягивайте и не сжимайте мышью формулы, вставленные в текст.

При наборе символов в тексте помните, что символы, обозначаемые латинскими буквами, набираются светлым курсивом, русскими и греческими — светлым прямым, векторы и матрицы — прямым полужирным шрифтом.

Иллюстрации:

— рисунки, графики, диаграммы, блок-схемы предоставляйте в виде отдельных исходных векторных файлов, поддающихся редактированию: *.vsd, *.cdr, *.xls, *.doc, *.ai, *.dxf;

— при наличии надписей на рисунке используйте тот же шрифт, что и в основном тексте (Times New Roman), размер шрифта не более 10 pt, но не менее 8 pt;

— если при изготовлении рисунка Вы используете стрелочки, руководствуйтесь принципом единообразия;

— фото и растровые — в формате *.tif, *.png с максимальным разрешением (не менее 300 pixels/inch).

В редакцию предоставляются:

— сведения об авторе (фамилия, имя, отчество, место работы, должность, ученое звание, учебное заведение и год его окончания, ученая степень и год защиты диссертации, область научных интересов, количество научных публикаций, домашний и служебный адреса и телефоны, факс, эл. адрес), фото авторов: анфас, в темной одежде на белом фоне, должны быть видны плечи и грудь, высокая степень четкости изображения без теней и отблесков на лице, фото можно представить в электронном виде в формате *.tif, *.png с максимальным разрешением — не менее 300 pixels/inch при минимальном размере фото 40 × 55 мм;

— экспертное заключение.

Список литературы составляется по порядку ссылок в тексте и оформляется следующим образом:

— для книг и сборников — фамилия и инициалы авторов, полное название книги (сборника), город, издательство, год, общее количество страниц;

— для журнальных статей — фамилия и инициалы авторов, полное название статьи, название журнала, год издания, номер журнала, номера страниц;

— ссылки на иностранную литературу следует давать на языке оригинала без сокращений;

— при использовании web-материалов указывайте адрес сайта и дату обращения.

Более подробную информацию см. на сайте: www.i-us.ru



ВАСИЛЬЕВ Владимир Николаевич

22 декабря 2011 г. доктор технических наук, профессор, ректор ИТМО, член редакционного совета журнала «Информационно-управляющие системы» Владимир Николаевич Васильев был избран членом-корреспондентом РАН, отделение нанотехнологий и информационных технологий, секция информационных технологий и автоматизации, специальность «Информационные технологии в фотонике».

В 1974 г. В. Н. Васильев окончил Ленинградский орден Ленина Политехнический институт им. М. И. Калинина по специальности «Теплофизика». В 1980 г. защитил кандидатскую, а в 1989 г. — докторскую диссертацию по специальностям «Оптические приборы» и «Теплофизика и молекулярная физика», в 1992 г. ему присвоено ученое звание профессора.

С 1983 г. Владимир Николаевич работает в Ленинградском институте точной механики и оптики (ЛИТМО), в 1991 г. основал и возглавил кафедру компьютерных технологий. Студенты кафедры неоднократно становились чемпионами России по программированию, победителями европейских и международных олимпиад по информатике. В 2000 г. они стали обладателями серебряных медалей, в 2001, 2002, 2003, 2005, 2007 гг. — золотых медалей, а в 2004, 2008 и 2009 гг. — абсолютными чемпионами мира и Европы. Выпускники кафедры награждены премией Президента Российской Федерации в области науки и инноваций для молодых ученых, удостоены Гран-при «Открытие» первой молодежной национальной премии «Прорыв».

В 1996 г. профессор В. Н. Васильев был избран ректором Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики (ИТМО). Под его руководством в 2007 г. университет стал победителем конкурса инновационных образовательных программ вузов России на 2007–



2008 гг. Одним из главных итогов научно-образовательной деятельности университета стала его победа в 2009 г. в многоэтапном конкурсе, в результате которой ему была присвоена категория «национальный исследовательский университет».

Профессор В. Н. Васильев — крупный ученый в области компьютерных телекоммуникаций и математического моделирования информационных систем и multifunctional приборных комплексов, один из создателей информационных ресурсов высшей школы России и построения единого научно-образовательного информационного пространства России. Под его руководством были разработаны и внедрены новые системы управления и сопровождения спутниковой связи, передачи данных локальными и глобальными сетями, в том числе первая отечественная межгородская АТМ-система на линии Москва—Санкт-Петербург.

Профессор В. Н. Васильев являлся научным руководителем научно-исследовательских работ по ряду федеральных целевых программ, среди которых — «Электронная Россия», «Развитие единой образовательной информационной среды», «Интеграция науки и высшего образования России», Федеральная программа развития образования, «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития науки и техники».

Научно-исследовательскую и педагогическую работу профессор В. Н. Васильев сочетает с активной общественной деятельностью, являясь советником губернатора Санкт-Петербурга, председателем Совета ректоров вузов Санкт-Петербурга, председателем трех специализированных диссертационных советов, членом научно-технического совета Правительства Санкт-Петербурга, членом совета Национального фонда подготовки кадров, постоянным членом международных научных обществ и международных научно-технических рабочих групп, членом ряда международных и российских академий.

В 2000 г. В. Н. Васильеву присвоено звание «Заслуженный деятель науки Российской Федерации». Дважды — в 2003 г. и в 2005 г. — он становился лауреатом премии Президента Российской Федерации в области образования и дважды — в 2000 г. и в 2008 г. — лауреатом премии Правительства России в области образования. В 2007 г. В. Н. Васильев был награжден орденом Почета, в 2011 г. — орденом «За заслуги перед Отечеством» IV степени и др.

Владимир Николаевич является членом редакционного совета нашего журнала с момента его основания в 2002 г.

От всей души поздравляем Владимира Николаевича с избранием членом-корреспондентом РАН и желаем новых творческих успехов и достижений!

*Редакция журнала
«Информационно-управляющие системы»*



**ОВОДЕНКО
Анатолий
Аркадьевич**

Анатолий Аркадьевич Оводенко родился 15 марта 1947 г. в семье студентов Ленинградского института авиационного приборостроения (ЛИАП, в настоящее время ГУАП — Государственный университет аэрокосмического приборостроения). В 1964 г. окончил

среднюю школу с золотой медалью и поступил в ЛИАП. В 1970 г. с отличием окончил институт по специальности «Радиотехника» и был распределен на кафедру радиотехнических систем в должности инженера. В 1974 г. защитил кандидатскую диссертацию, а в 1987 г. — докторскую. В 1979 г. ему присвоено ученое звание доцента, а в 1988 г. — звание профессора. С 1984 г. работал деканом факультета целевой интенсивной подготовки специалистов, с 1997 г. — первым проректором, с 1999 г. по настоящее время является ректором ГУАП и заведует кафедрой международных отношений.

Профессор А. А. Оводенко известен в нашей стране и за рубежом как видный ученый, автор более трехсот научных, научно-методических и учебно-методических работ.

Его научная деятельность связана с исследованиями и разработками в области робастных чувствительных элементов и устройств бортовых радиоэлектронных систем управления летательными аппаратами специального назначения. По этой тематике им опубликованы пять монографий, более 100 научных статей и докладов, получено 106 авторских свидетельств на изобретения, издано 14 учебников и учебных пособий. Подготовлено 23 кандидата и доктора наук. Последующая творческая деятельность Анатолия Аркадьевича посвящена системным вопросам высшего образования, обобщению передового опыта зарубежной высшей школы. Он являлся координатором комплексной программы «Целевая интенсивная подготовка специалистов» Минвуза РФ. Созданные теоретическая и методическая базы позволили развернуть совместные исследования с Международным институтом планирования образования ЮНЕСКО и открыть в ГУАП в 1999 г. кафедру ЮНЕСКО «Инженерное дистанционное образование», возглавляемую А. А. Оводенко.

В 2001 г. Анатолий Аркадьевич избран почетным членом Международного общества автоматизации (ISA). С 2002 г. по настоящее время является главой представительства ISA в Российской Федерации.

Под руководством профессора А. А. Оводенко создана и постоянно совершенствуется университетская система менеджмента качества образования и науки, удостоенная премии Санкт-Петербурга по качеству за 2004 г. и прошедшая международную сертификацию в 2006 г.

Успешно развивается стратегическое партнерство с академическими и отраслевыми научно-исследовательскими учреждениями, промышленными предприятиями и фирмами. ГУАП имеет 16 базовых кафедр в ведущих профильных учреждениях города, в том числе в концерне «Гранит-Электрон», ОКБ «Электроавтоматика», ОАО «ВНИИРА», ОАО «Авангард», Санкт-Петербургском институте информатики и автоматизации РАН. Проводится работа более чем с пятьюдесятью фирмами и университетами различных стран мира.

Профессор А. А. Оводенко — заслуженный деятель науки Российской Федерации; член ряда академий; член Президиума Совета ректоров Санкт-Петербурга, член коллегии Комитета по науке и высшей школе Администрации Санкт-Петербурга, председатель диссертационного совета.

А. А. Оводенко награжден орденом Почета, орденом «За заслуги перед Отечеством» IV степени, медалями им. К. Э. Циолковского, им. Ю. Гагарина, им. С. Королева, «В память 300-летия Санкт-Петербурга», нагрудным знаком «Почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации», удостоен званий «Почетный работник науки и техники Российской Федерации» и «Заслуженный профессор ГУАП». Является лауреатом премии Президента Российской Федерации в области образования за 2003 г., премии Правительства Российской Федерации за 2008 г. в области образования, премии Правительства Санкт-Петербурга за выдающиеся достижения в области высшего и среднего профессионального образования за 2007 г., премии Правительства Санкт-Петербурга за выдающиеся научные результаты в области науки и техники (премия имени А. Н. Крылова) за 2010 г.



Анатолий Аркадьевич Оводенко является председателем редакционного совета журнала «Информационно-управляющие системы» на протяжении всего периода его существования.

Поздравляем Анатолия Аркадьевича с 65-летием и желаем творческих успехов на долгие годы!

*Редакция журнала
«Информационно-управляющие системы»*

**БОРИСОВ
Евгений
Геннадьевич**



Профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. В 1990 году окончил Киевское высшее зенитное ракетное инженерное училище им. С. М. Кирова. В 2000 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 150 научных публикаций, в том числе двух монографий и 15 патентов на изобретения. Область научных интересов — многопозиционные радиолокационные системы. Эл. адрес: begspb1967@mail.ru

**ИЦЫКСОН
Владимир
Михайлович**



Доцент кафедры компьютерных систем и программных технологий, руководитель лаборатории программно-аппаратных разработок Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. В 1996 году окончил Санкт-Петербургский государственный технический университет по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети». В 2000 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 100 научных публикаций. Область научных интересов — программная инженерия, методы разработки качественного программного обеспечения, статический анализ и верификация программ. Эл. адрес: vlad@ftk.spbstu.ru

**КРУК
Андрей
Евгеньевич**



Младший научный сотрудник Института компьютерной безопасности вычислительных систем и сетей, Санкт-Петербург. В 2006 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Информационные системы и технологии». Является автором трех научных публикаций. Область научных интересов — синтез нелинейных систем автоматического управления. Эл. адрес: akrouk@gmail.com

**ВЕЧЕРКИН
Валерий
Борисович**



Доцент, начальник кафедры системного анализа и математического обеспечения АСУ Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. В 1987 году окончил Военный инженерный институт им. А. Ф. Можайского по специальности «Комплексы и средства радио- и электропроводной связи». В 2007 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата военных наук. Является автором 40 научных публикаций. Область научных интересов — теория живучести сложных организационно-технических систем, методы проектирования автоматизированных систем управления. Эл. адрес: vv40@bk.ru

**КАРИН
Сергей
Александрович**



Заместитель начальника кафедры оптико-электронных средств Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. В 2001 году окончил Военный инженерно-космический университет по специальности «Программное обеспечение вычислительной техники и автоматизированных систем». В 2010 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата военных наук. Является автором 12 научных публикаций. Область научных интересов — методы объектно-ориентированного анализа и проектирования для систем контроля и управления, геоинформационные системы и системы ДЗЗ, технологии моделирования и представления знаний UML и XML. Эл. адрес: Sergey.Karin@gmail.com

**ЛОСКУТОВ
Андрей
Иванович**



Начальник кафедры телеметрических систем и комплексной обработки информации Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. В 1997 году окончил Военную инженерную космическую академию им. А. Ф. Можайского по специальности «Радиоэлектронные системы космических аппаратов». В 2002 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 40 научных публикаций, в том числе трех монографий и одного патента на изобретение. Область научных интересов — искусственный интеллект в приложении к испытаниям сложных систем. Эл. адрес: rujenz@mail.ru

**МАКСИМЕНКО
Сергей
Леонидович**



Старший преподаватель кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

В 1998 году окончил с отличием Санкт-Петербургский государственный технический университет по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети».

Является автором более 20 научных публикаций.

Область научных интересов — технологии проектирования аппаратуры вычислительных систем, системы на кристалле, цифровая обработка сигналов.

Эл. адрес:
sl_max@kspt.ftk.spbstu.ru

**МАНЫЛОВ
Игорь
Владимирович**



Аспирант кафедры микро- и нанотехнологий аэрокосмического приборостроения Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2007 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет экономики и финансов по специальности «Технология приборостроения».

Является автором семи научных публикаций.

Область научных интересов — методы дистанционного зондирования, анализ данных аэрофотосъемки, автоматизированное дешифрирование снимков, аэрофотосъемочное оборудование.

Эл. адрес: igoman1@yandex.ru

**МАРКОВСКАЯ
Наталья
Владимировна**



Доцент кафедры информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1996 году окончила Санкт-Петербургский государственный технологический институт (Технический институт) по специальности «Химическая технология тугоплавких неметаллических и силикатных материалов».

В 2003 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором девяти научных публикаций и двух запатентованных изобретений.

Область научных интересов — многоабонентные системы связи, нетрадиционные архитектуры компьютеров.

Эл. адрес: msg_k53@mail.ru

**МАРКОВСКИЙ
Станислав
Георгиевич**



Доцент кафедры информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

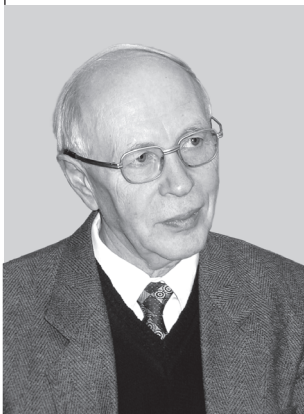
В 1986 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Электронные вычислительные машины».

В 2006 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 40 научных публикаций и двух запатентованных изобретений.

Область научных интересов — протоколы случайного множественного доступа, мобильные системы связи, нетрадиционные архитектуры компьютеров.

Эл. адрес: msg_k53@mail.ru

**МЕЛЕХИН
Виктор
Федорович**



Профессор, заведующий кафедрой компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, почетный работник высшего профессионального образования РФ.

В 1960 году окончил Ленинградский политехнический институт. В 1984 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 230 научных публикаций, в том числе четырех монографий, 75 изобретений.

Область научных интересов — теория и технология проектирования вычислительных систем и устройств.

Эл. адрес:
melekhin@kspt.ftk.spbstu.ru

**ОСИПОВ
Леонид
Андроникович**



Профессор, заведующий кафедрой информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1968 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Электрооборудование летательных аппаратов».

В 1995 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором около 200 научных публикаций, в том числе соавтором трех монографий.

Область научных интересов — компьютерное управление нелетательными объектами.

Эл. адрес: kaf53@guar.ru

**ПАЛАМАРЬ
Ирина
Николаевна**



Профессор кафедры вычислительных систем Рыбинской государственной авиационной технологической академии им. П. А. Соловьева.

В 1984 году окончила Рыбинский авиационный технологический институт по специальности «Конструирование и производство электронно-вычислительной аппаратуры».

В 1991 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 50 научных публикаций и 22 запатентованных изобретений.

Область научных интересов — теория анализа и распознавания изображений и речи, искусственные нейронные сети, теория искусственного интеллекта, системный анализ.

Эл. адрес: irina.palamar@mail.ru

**ПУСТОВАЛОВ
Евгений
Васильевич**



Аспирант кафедры комплексной защиты информации Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2009 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Комплексная защита объектов информации».

Является автором 11 научных публикаций.

Область научных интересов — цифровая обработка сигналов, алгоритмы физического и канального уровня защиты беспроводных сетей, множественный доступ.

Эл. адрес: eugeniy@vu.spb.ru

**СИЗОВ
Павел
Вадимович**



Аспирант кафедры вычислительных систем Рыбинской государственной авиационной технологической академии им. П. А. Соловьева.

В 2009 году окончил Рыбинскую государственную авиационную технологическую академию им. П. А. Соловьева по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети».

Является автором девяти научных публикаций.

Область научных интересов — методы компьютерного зрения, искусственный интеллект, системный анализ.

Эл. адрес: p.v.sizov@mail.ru

**ТАУБИН
Феликс
Александрович**



Профессор кафедры информационных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1968 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиоэлектронные устройства систем управления».

В 1992 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 80 научных публикаций, девяти патентов и двух изобретений.

Область научных интересов — цифровые системы связи, методы помехоустойчивого кодирования, широкополосные системы, беспроводные сети.

Эл. адрес: ftaubin@yahoo.com

**ТИХОНОВ
Эдуард
Прокофьевич**



Профессор кафедры биомедицинской электроники и охраны среды Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», член-корреспондент Метрологической академии.

В 1963 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения.

В 2009 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором более 190 научных публикаций, в том числе более 60 авторских свидетельств и патентов на изобретения.

Область научных интересов — кибернетика, информатика, моделирование, информационно-измерительные системы, биомедицинская инженерия.

Эл. адрес: edikleli@yandex.ru

**ТУРНЕЦКИЙ
Леонид
Сергеевич**



Начальник отдела проектирования перспективных радиоэлектронных систем ОАО «НПП «Радар мм»». Заслуженный изобретатель РФ.

В 1970 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения.

В 1984 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 500 научных публикаций, в том числе двух монографий, более 100 изобретений и одного научного открытия (МААНОИ).

Область научных интересов — комплексные радиоэлектронные информационно-управляющие системы навигационных комплексов летательных аппаратов, статистическая радиотехника и радиолокация.

Эл. адрес: tournetskiy@radar-mms.com.

ФИЛИППОВ
Алексей
Семенович



Доцент кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

В 1973 году окончил Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина.

В 1983 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 100 научных публикаций.

Область научных интересов — программируемая логика, автоматизированное проектирование встраиваемых систем.

Эл. адрес:
filippov@eda-lab.ftk.spbstu.ru

ЧУЙКОВ
Александр
Владимирович



Аспирант кафедры информационных систем и управления Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2007 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Автоматизированные системы обработки информации и управления».

Является автором 15 научных публикаций.

Область научных интересов — алгоритмы компрессии видеoinформации, моделирование сетей связи, алгоритмы цифровой обработки изображений и встроенные системы.

Эл. адрес: alex@chkv.net

ШЕСТОПАЛОВА
Ольга
Львовна



Доцент, декан факультета испытания летательных аппаратов филиала «Восход» Московского авиационного института, г. Байконур.

В 1993 году окончила Казахский государственный Национальный университет им. Аль-Фараби по специальности «Прикладная математика».

В 2006 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 85 научных публикаций, в том числе одной монографии и шести патентов на изобретения.

Область научных интересов — исследование методов повышения надежности и безопасности ракетно-космической техники и объектов наземной космической инфраструктуры и др.

Эл. адрес: neman2004@mail.ru

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 несет рекламодатели.

УДК 004.932

Временная оптимизация алгоритма сегментации в системе анализа изображений на основе метода выращивания областей

Паламарь И. Н., Сизов П. В. Информационно-управляющие системы, 2012. № 2. С. 2–12.

Поставлена задача оптимизации временных затрат для системы анализа изображений. Разработан оптимизированный алгоритм реализации метода сегментации на основе выращивания областей. Приведены теоретические оценки временной сложности процессов для оригинального и оптимизированного алгоритмов. Аналитически и статистически доказана эффективность предложенного алгоритма.

Ключевые слова — сегментация изображений, временная оптимизация, выращивание областей, система анализа изображений.

Список лит.: 15 назв.

УДК 004.932, 631.171

Оценка эффективности аэрофотосъемочного оборудования в реализации задач мониторинга сельскохозяйственных земель

Маньолов И. В. Информационно-управляющие системы, 2012. № 2. С. 13–17.

Проводятся анализ и оценка эффективности метрических и неметрических фотокамер для проведения аэрофотосъемочных работ земель сельскохозяйственного назначения. Выбор оптимального варианта съемочного оборудования выполняется на основе многокритериальной модели задачи с использованием теории принятия решений.

Ключевые слова — аэрофотосъемка, метрические фотокамеры, неметрические фотокамеры, теория принятия решений, сельское хозяйство.

Список лит.: 8 назв.

УДК 681.3

Анализ проблемы построения радиационно-стойких информационно-управляющих систем

Максименко С. Л., Мелехин В. Ф., Филиппов А. С. Информационно-управляющие системы, 2012. № 2. С. 18–25.

Анализируется проблема повышения радиационной стойкости информационно-управляющих систем. Проводится аналитический обзор радиационных эффектов в полупроводниковых структурах цифровых интегральных схем и методов повышения радиационной стойкости на уровне библиотеки элементов. Обосновывается необходимость принятия специальных мер по повышению радиационной стойкости на уровнях функциональной и структурной организации системы, а также на уровне организации вычислительных процессов, ставятся соответствующие задачи по проектированию.

Ключевые слова — информационно-управляющие системы, радиационные эффекты, полупроводниковые структуры, интегральные схемы, библиотека элементов, сбои, отказы, восстановление, надежность, структура, функциональная организация.

Список лит.: 13 назв.

УДК 004.932

Time Optimization of Segmentation Algorithm in Image Analysis System on the Basis of the Region Growing Method

Palamar I. N., Sizov P. V. IUS, 2012. N 2. P. 2–12.

The given paper sets the task of optimization of time expenses for the image analysis system. An optimized algorithm for implementation of the segmentation method based on the growing regions is developed. Theoretical estimations of time complexity of processes for the original and optimized algorithms are shown. Effectiveness of the proposed algorithm is proved analytically and statistically.

Keywords — Image Segmentation, Time Optimization, Region Growing, Image Analysis System.

Refs: 15 titles.

УДК 004.932, 631.171

Aerial Equipment Efficiency Assessment in Monitoring of Agricultural Areas

Manylov I. V. IUS, 2012. N 2. P. 13–17.

The analysis and efficiency assessment of metric and non-metric aerial cameras in monitoring of agricultural areas are carried out. Aerial cameras optimization is chosen on the basis of a multi-criterion problem model using the theory of decision making.

Keywords — Aerial Photograph, Metric Aerial Cameras, Non-metric Aerial Cameras, Theory of Decision Making, Agriculture.

Refs: 8 titles.

УДК 681.3

Analysis of the Problem of Radiation-Tolerant Information and Control-Systems Implementation

Maximenko S. L., Melekhin V. F., Filippov A. S. IUS, 2012. N 2. P. 18–25.

The problem of radiation tolerance of control systems is analyzed. The analytical survey of radiation effects in semiconductor structures of digital integrated circuits and radiation hardening methods at the level of the element library is conducted. The necessity of special design efforts for increasing the radiation tolerance at levels of device functional organization and control system structure as well as computing processes organization is shown; the corresponding engineering tasks are set.

Keywords — Control Systems, Radiation Effects, Semiconductor Structures, Integrated Circuit, Element Library, Fault, Soft Error, Recovery, Reliability, Structure, Functional Organization.

Refs: 13 titles.

УДК 681.5.013

Синтез непрерывных нелинейных систем управления при случайных воздействиях

Крук А. Е., Осипов Л. А. Информационно-управляющие системы, 2012. № 2. С. 26–30.

Рассматривается метод параметрического синтеза непрерывных нелинейных систем автоматического управления при случайных воздействиях. Параметры системы определяются из условия приближенной минимизации интегральной случайной ошибки воспроизведения системой заданного движения при безусловном обеспечении абсолютной устойчивости системы. В качестве математического аппарата используется обращение прямого вариационного метода анализа (метода ортогональных проекций) на решение задачи синтеза.

Ключевые слова — нелинейные системы управления, случайные процессы, абсолютная устойчивость, параметрический синтез, вариационные методы, нелинейное программирование.

Список лит.: 5 назв.

УДК 004.416.3+004.4'242

Автоматизация реинжиниринга программного обеспечения при портировании на новые библиотеки с помощью частичных спецификаций

Ицыксон В. М., Информационно-управляющие системы, 2012. № 2. С. 31–38.

Рассматривается подход к реинжинирингу программ, основанный на использовании частичных спецификаций библиотек. Описываются семантические примитивы для задания спецификаций библиотек, рассматриваются способы задания спецификации видимого поведения библиотек. Процесс реинжиниринга программы автоматизируется с помощью алгоритма, который проверяет совместимость двух библиотек, анализирует семантику исходной и целевой библиотек и производит преобразование программы путем выражения интерфейса старой библиотеки в терминах новой.

Ключевые слова — библиотека, частичная спецификация, семантика программы, реинжиниринг программ, портирование.

Список лит.: 17 назв.

УДК 621.397

Анализ качества передачи потокового видео в беспроводных ad-hoc-сетях

Таубин Ф. А., Чуйков А. В. Информационно-управляющие системы, 2012. № 2. С. 39–47.

Рассматривается передача потокового видео в беспроводной сети, использующей режим 802.11 ad-hoc. Качество передачи оценивается пиковым отношением сигнал/шум и сквозной задержкой декодированного видео. Для двух типичных топологий сети с помощью моделирования анализируется влияние степени компрессии потокового видео на качество передачи.

Ключевые слова — потоковое видео, беспроводные сети, топология сети, RTP/UDP пакеты, симулятор NS-3, пиковое отношение сигнал/шум, сквозная задержка, сетевой джиттер.

Список лит.: 12 назв.

УДК 681.5.013

Synthesis of Continuous Nonlinear Control Systems at Random Disturbances

Krouk A. E., Osipov L. A. IUS, 2012. N 2. P. 26–30.

The method of parameter synthesis for continuous nonlinear control systems at random disturbance is considered. The system parameters are determined so that the system integral random deviation from the given motion is minimal while the unconditionally system stability is provided. The inverse of the direct variation method (the method of orthogonal projections) for solving the problem of synthesis is used as a mathematical tool.

Keywords — Nonlinear Control Systems, Random Processes, Unconditional Stability, Parametric Synthesis, Variation Methods, Nonlinear Programming.

Refs: 5 titles.

УДК 004.416.3+004.4'242

Automated Program Reengineering at Porting Software into a New Environments via Partial Specifications

Itsykson V. M. IUS, 2012. N 2. P. 31–38.

The approach to program reengineering based on the use of environment partial specifications which describe its behavior is considered. Semantic primitives of environment specification and specification creation methods are depicted. Program reengineering is automated using an algorithm which checks compatibility of two environments, analyses the semantics of an old and a new environments and transforms the old environment interface in the new one, thus, porting the program.

Keywords — Software Environment, Partial Specifications, Program Semantics, Program Reengineering, Porting.

Refs: 17 titles.

УДК 621.397

Assessment of Quality of Video Streaming in Wireless AD-HOC Networks

Taubin F. A., Chuiikov A. V. IUS, 2012. N 2. P. 39–47.

Video streaming in wireless environments using 802.11 ad-hoc network protocol is considered. The quality of video streaming is measured by means of the peak signal-to-noise ratio and end-to-end latency of a decoded video. The effect of video encoding rate on the performance transmission is analyzed via simulation for two typical network topologies.

Keywords — Streaming Video, Wireless Networks, Network Topology, RTP/UDP packets, Network Simulator NS-3, Peak Signal-to-Noise Ratio, Latency, Network Jitter.

Refs: 12 titles.

УДК 004.728.3.057.4

Разрешение конфликтов в системах радиочастотной идентификации с использованием идентификаторов меток и процедуры последовательной компенсации конфликтных сигналов

Марковский С. Г., Марковская Н. В. Информационно-управляющие системы, 2012. № 2. С. 48–56.

Предлагается модификация алгоритма разрешения конфликтов, описанного в стандарте ISO/IEC 18000-6. В отличие от стандартного алгоритма, для разрешения конфликтов используются идентификаторы меток и процедура последовательной компенсации конфликтных сигналов. Показывается, что алгоритм может быть представлен в терминах стек-алгоритма, устойчивого к ошибкам восстановления процедуры компенсации конфликтных сигналов. Исследуется влияние ошибок процедуры последовательной компенсации конфликтных сигналов на работу алгоритма разрешения конфликта.

Ключевые слова — системы радиочастотной идентификации, идентификаторы меток, процедура последовательной компенсации конфликтных сигналов, алгоритм разрешения конфликтов.

Список лит.: 13 назв.

УДК 004.728.3.057.4

Итеративный эквалайзер в частотной области с адаптивной оценкой канала

Пустовалов Е. В. Информационно-управляющие системы, 2012. № 2. С. 57–66.

Рассматриваются схемы итеративной эквализации и оценки параметров канала в частотной области применительно к системам с модуляцией на одной несущей. Предлагается комбинированный алгоритм адаптивной оценки параметров канала в частотной области, включающий в себя поэтапный переход от более устойчивых к ошибкам, но менее точных алгоритмов оценки к более точным, но менее устойчивым. Исследуется качество работы схемы совместной эквализации и оценки канала в канале с многолучевым распространением путем имитационного моделирования.

Ключевые слова — эквалайзер, оценка параметров канала, канал с многолучевым распространением, модуляция на одной несущей.

Список лит.: 21 назв.

УДК 623.4

Комплексирование координатной информации в бортовой многодатчиковой системе наблюдения

Борисов Е. Г., Турнецкий Л. С. Информационно-управляющие системы, 2012. № 2. С. 67–73.

Рассматриваются принципы комплексирования координатной информации о целях в бортовой системе наблюдения летательного аппарата по методу наименьших квадратов по данным нескольких независимых датчиков различной физической природы.

Ключевые слова — комплексирование информации, многодатчиковая система наблюдения.

Список лит.: 12 назв.

УДК 004.728.3.057.4

Collision Resolution in Radio Frequency Identification Systems using Tag Identifiers and Successive Interference Cancellation Procedure

Markovsky S. G., Markovskaya N. V. IUS, 2012. N 2. P. 48–56.

A modification of the collision resolution algorithm described in ISO/IEC 18000-6 is proposed. Contrary to the standardized algorithm tag identifiers and successive interference cancellation procedure are used to resolve collisions. It is shown that the algorithm may be described as a stack-algorithm which is resistant to successive interference cancellation errors. The influence of successive interference cancellation errors on the performance of the algorithm is investigated.

Keywords — Radio Frequency Identification Systems, Tag Identifiers, Successive Interference Cancellation Procedure, Collision Resolution Algorithm.

Refs: 13 titles.

УДК 004.728.3.057.4

Iterative Frequency-Domain Equalizer with Adaptive Channel Estimation

Pustovalov E. V. IUS, 2012. N 2. P. 57–66.

Iterative frequency-domain equalization and channel parameter estimation schemes are considered for the single carrier modulation systems. A combined adaptive frequency-domain channel estimation scheme is proposed, that includes multi-stage transition from robust and less accurate estimation algorithms to less robust and more accurate algorithms. The performance of joint equalization and channel estimation scheme is studied in a multipath channel via computer simulations.

Keywords — Equalizer, Channel Estimation, Multipath Channel, Single-Carrier Modulation.

Refs: 21 titles.

УДК 623.4

Integration of Coordinate Information in Onboard Multisensory Supervision System

Borisov E. G., Turnetsky L. S. IUS, 2012. N 2. P. 67–73.

The principles of the target coordinate information integration in the onboard supervision system of an aircraft according to the method of least squares based on the data of various physical natures of several independent gages are considered.

Keywords — Integration of Information, Multisensory Supervision System.

Refs: 12 titles.

УДК 629.7.018

Автоматизация контроля состояния сложных технических систем на основе использования конечно-автоматной модели и нейросетевых структур

Лоскутов А. И., Вечеркин В. Б., Шестопалова О. Л. Информационно-управляющие системы, 2012. № 2. С. 74–81.

Описывается подход к построению автоматизированной контрольно-испытательной аппаратуры сложных технических систем на основе использования математической конечно-автоматной модели и динамических нейросетевых структур. На прикладном уровне в качестве сложной технической системы рассматривается бортовая информационно-телеметрическая система, устанавливаемая на большинстве современных космических аппаратов различного целевого назначения. Предлагается структура перспективной контрольно-испытательной аппаратуры бортовой информационно-телеметрической системы, построенная с использованием синтезированной конечно-автоматной модели и программной реализации динамической нейронной сети, с возможностью разработки программно-алгоритмического обеспечения для построения оптимальных программ контроля и испытаний бортовой информационно-телеметрической системы.

Ключевые слова — автоматизация контроля технического состояния, контрольно-испытательная аппаратура, бортовая аппаратура космических аппаратов, конечно-автоматная модель, динамическая нейронная сеть, качество программ, моделирование качества программ, модель качества программ.

Список лит.: 8 назв.

УДК 681.51+519.6

Разладка, гомеостазис, измерение в рамках компенсационного принципа равновесия в динамических системах. Часть 1: Общий анализ

Тихонов Э. П. Информационно-управляющие системы, 2012. № 2. С. 82–88.

Установлена взаимосвязь между динамическими процессами, протекающими в живых и искусственных системах в виде стационарного состояния (аттрактора) оператора, описывающего эволюцию систем при их взаимодействии с окружающей средой. Показано, что основу эволюционных процессов составляет компенсационный принцип поддержания динамического равновесия системы и окружающей среды в прошлом и настоящем. При нарушении равновесия наступает разладка, которая может быть обнаружена при восстановлении утраченного равновесия.

Ключевые слова — системы, разладка, гомеостазис, измерение, эволюция, принцип равновесия, итерационный алгоритм, аттрактор.

Список лит.: 9 назв.

УДК 528.83

Интеграция в едином информационном пространстве разнородных геопространственных данных

Карин С. А. Информационно-управляющие системы, 2012. № 2. С. 89–94.

Определяется роль и место геопространственных данных в системах информационного обеспечения органов государственного управления. Рассматриваются современные технологии представления и интеграции разнородных геоданных, обосновываются их основные недостатки. Описывается метод интеграции разнородных геопространственных данных на основе концепции метаданных в современных автоматизированных межвидовых системах информационного обеспечения и взаимодействия, преодолевающий указанные недостатки.

Ключевые слова — единое информационное пространство, геоинформационные системы, геопространственные данные, профиль метаданных.

Список лит.: 8 назв.

УДК 629.7.018

Automation of Complicated Technical Systems State Control Based on Using of Finally Automatic Model and Neuronet Structures

Loskutov A. I., Vecherkin V. B., Shestopalova O. L. IUS, 2012. N 2. P. 74–81.

An approach to automated control and test apparatus construction of complicated technical systems by means of mathematical finally automatic model and dynamic neuro net structures application is described. The onboard information telemetric system installed in the majority of modern spacecrafts oriented at various targets is regarded as a complicated technical system at the applied level. The structure of the perspective control and test apparatus for the onboard telemetric system using synthesized mathematical finally automatic model and programming realization of dynamic neuro net able to develop the program algorithmic support for creating optimal control and test programs construction is proposed.

Keywords — Automation of Technical State Control, Control and Test Apparatus, Onboard Space Craft Apparatus, Finally Automatic Model, Dynamic Neuro Net.

Refs: 8 titles.

УДК 681.51+519.6

Imbalance, Homeostasis, Measurement in terms of the Principle of Equilibrium in Dynamical Systems. Part 1: General Analysis

Tikhonov E. P. IUS, 2012. N 2. P. 82–88.

The interlink between the dynamic processes taking place in live and artificial systems in form of a stationary state (attractor) operator which describes the evolution of systems in their interaction with the environment is considered. It is shown that the compensation principle of maintaining dynamic equilibrium of the system and the environment in the past and the present constitutes the basis of evolutionary processes. Violation of the balance leads to imbalance which can be detected while restoring the lost equilibrium.

Keywords — Systems, Imbalance, Homeostasis, Measurement, Evolution, Principle of Equilibrium, Iterative Algorithm, Attractor.

Refs: 9 titles.

УДК 528.83

Integration in the Single Information Space of Heterogeneous Geospatial Data

Karin S. A. IUS, 2012. N 2. P. 89–94.

The role and place of geospatial data in information support systems for governmental bodies is defined. Modern technologies of representation and integration of heterogeneous geodata are considered, their main limitations are justified. The method of integration of heterogeneous geospatial data according to the concept of metadata in modern automated interoperable systems for interaction and information support, which overcomes the above limitations, is described.

Keywords — Single Information Space, Geo-information Systems, Geospatial Data, Metadata Profile.

Refs: 8 titles.

**ICT: Международная выставка
«СВЯЗЬ, ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ,
IT-ТЕХНОЛОГИИ»**



16-18 ОКТЯБРЯ 2012

КРАСНОДАР, Кубань ЭКСПОЦЕНТР, ул. Зиповская, 5

В рамках выставки



www.IDES-EXPO.ru

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ



ISSN 1684-8853



9 771684 885009