

ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ



20 лет
ИНСТИТУТУ ПРОГРАММНЫХ СИСТЕМ
РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК



3(10)/2004

Главный редактор

М. Б. Сергеев,
доктор технических наук, профессор

Зам. главного редактора

Г. Ф. Мощенко

Редакционный совет:

Председатель А. А. Оводенко,

доктор технических наук, профессор
В. Н. Васильев,
доктор технических наук, профессор
В. Н. Козлов,

доктор технических наук, профессор
Ю. Ф. Подоплекин,

доктор технических наук, профессор
Д. В. Пузанков,

доктор технических наук, профессор
В. В. Симаков,

доктор технических наук, профессор
А. Л. Фрадков,

доктор технических наук, профессор
Л. И. Чубраева,

доктор технических наук, профессор, чл.-корр. РАН
Р. М. Юсупов,

доктор технических наук, профессор

Редакционная коллегия:

В. Г. Анисимов,
доктор технических наук, профессор

В. Ф. Мелехин,
доктор технических наук, профессор

А. В. Смирнов,
доктор технических наук, профессор

В. А. Фетисов,
доктор технических наук, профессор

В. И. Хименко,
доктор технических наук, профессор

А. А. Шалыто,
доктор технических наук, профессор

А. П. Шелета,
доктор технических наук, профессор

З. М. Юлдашев,
доктор технических наук, профессор

Редактор: О. А. Рубинова

Корректоры: Т. Н. Гринчук, Е. П. Смирнова

Дизайн: М. Л. Черненко

Компьютерная верстка: О. В. Васильева,
А. А. Буров

Ответственный секретарь: О. В. Муравцова

Адрес редакции: 191023, Санкт-Петербург,

Инженерная ул., д. 6

Тел.: (812) 110-66-42, (812) 313-70-88

Факс: (812) 313-70-18

E-mail: asklab@aanet.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 распространяется по подписке. Подписку можно оформить в любом
отделении связи по каталогу агентства «Роспечать»:
«Газеты и журналы» – № 15385,
«Издавания органов НТИ» – № 69291

20 лет Институту программных систем Российской академии наук 2

ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ

Семенов А. С. Особенности создания систем трансляции
радиолокационной информации по компьютерным сетям и
узкополосным линиям связи 4

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ

Воробьев С. Н. Марковская модель пересечения стационарного
гауссова процесса с детерминированным уровнем 12

Мальцев Г. Н. Потенциальные характеристики оптико-электронных
систем сбора информации 17

Биденко С. И., Самотонин Д. Н. Сплайн-интерполяция высот
рельефа местности при моделировании распространения радиоволн
с использованием векторных геоанных 22

ПРОГРАММНЫЕ И АППАРАТНЫЕ СРЕДСТВА

Сергеев М. Б., Чудиновский Ю. Г. Перспективы использования
коммуникационных процессоров для создания глобально
распределенных IP-систем 31

Шалыто А. А., Шопырин Д. Г. Синхронное программирование 35

ИНФОРМАЦИОННЫЕ КАНАЛЫ И СРЕДЫ

Оводенко А. А., Красюк В. Н., Федотченко В. К., Горбацкий В. В.
Экспериментальные исследования нагревостойких антенн
с плиточной защитой при солнечном нагреве параболическим
концентратором 43

ХРОНИКА И ИНФОРМАЦИЯ

25 лет конференции «Школьная информатика» 52

IV международная конференция «Приборостроение в экологии и
безопасности человека» 57

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

58

АННОТАЦИИ

61

ЛР № 010292 от 18.08.98.

Сдано в набор 01.06.2004. Подписано в печать 30.06.2004. Формат 60×90/8.
Бумага офсетная. Гарнитура Pragmatica. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 8,0. Уч.-изд. л. 9,0. Тираж 1000 экз. Заказ 328.

Оригинал-макет изготовлен
в отделе электронных публикаций и библиографии ГУАП
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

Отпечатано с готовых диапозитивов
в отделе оперативной полиграфии ГУАП.
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.



Российская Академия Наук

20 лет

Институту программных систем Российской академии наук

Весной 2004 года исполнилось 20 лет деятельности научного коллектива Института программных систем Российской академии наук (ИПС РАН).

Институт был создан в апреле 1984 года как Филиал Института проблем кибернетики АН СССР по решению Правительства, направленному на развитие вычислительной техники и информатики в стране. В 1986 году Филиал Института проблем кибернетики был преобразован в Институт программных систем АН СССР.

Сегодня ИПС РАН – динамично развивающийся коллектив, работающий в составе Отделения информационных технологий и вычислительных систем РАН и являющийся одним из лидеров российской науки в области современных информационных технологий.

Институт программных систем РАН имеет признанные достижения в области искусственного интеллекта, параллельных вычислений, технологий построения региональных телекоммуникационных сетей, распределенных интеллектуальных систем, реализованы проекты межнационального и межкультурного общения детей на основе современных информационных технологий.

На базе Института программных систем создан уникальный научно-образовательный комплекс в структуре малого города, аналога которому в России не существует. Комплекс включает в себя Университет, Международный детский компьютерный центр им. А. К. Айламазяна и начальную общеобразовательную школу «Почемучка», оборудованные новейшими компьютерами и средствами коммуникации.

Основателем и руководителем института был назначен доктор технических наук, профессор, академик РАЕН Альфред Карлович Айламазян (8.08.1936 – 25.05.2003).

Без преувеличения можно сказать, что титанические усилия и поистине уникальный организаторский дар Альфреда Карловича стали тем крепким фундаментом, на котором вырос и возмужал институт.

Альфред Карлович Айламазян родился в 1936 г. в г. Верея Московской области. Окончив в 1959 г. Военно-воздушную инженерную Академию им. проф. Н. Е. Жуковского, А. К. Айламазян до 1964 г. служил в рядах Советской Армии. В 1964 г. защитил кандидатскую, а в 1972 г. – докторскую диссертацию и до 1975 г. работал в организациях Министерства авиационной промышленности и Гражданской авиации в качестве участника и руководителя работ в области создания бортовых информационно-измерительных комплек-

сов для летательных аппаратов. С 1975 г. по 1984 г. работал в системе ГКНТ как один из научных руководителей по созданию государственной информационной сети. А. К. Айламазяном опубликовано более 100 научных работ, 3 монографии, зарегистрировано 20 изобретений.

В 1991 г. А. К. Айламазян организовал и возглавил в г. Переславле-Залесском Российский НИИ Региональных проблем Министерства образования РФ.

В последние годы научная деятельность А. К. Айламазяна была связана с фундаментальными и прикладными исследованиями в области современных информационных технологий:

разработка и реализация базового программного обеспечения высокопроизводительных вычислительных систем. С 2000 г. А. К. Айламазян был научным руководителем со стороны России Совместной государственной программы Союза России и Беларуси «Разработка и освоение в серийном производстве семейства высокопроизводительных вычислительных систем с параллельной архитектурой (суперкомпьютеров) и создание прикладных программно-аппаратных комплексов на их основе» (СКИФ);

разработка и реализация принципов использования объектных технологий при создании информационных систем на базе реляционных баз данных – информационная технология поддержки лечебно-диагностического процесса крупных медицинских учреждений ИНТЕРИН внедрена в Медцентре ЦБ РФ и учреждениях МЗ РФ;

разработка и внедрение новых технологий создания региональных телекоммуникационных сетей (СТ «Ботик»), позволяющих интегрировать исследования академической и отраслевой науки, всех уровней и форм образования, культуры и искусства региона.

Большой вклад А. К. Айламазян внес в развитие образовательных структур региона. По его инициативе при ИПС РАН был открыт детский сад-школа «Почемучка», с 1984 г. функционирует Международный детский компьютерный центр – Ассоциированная школа ЮНЕСКО, с 1993 г. – Университет города Переславля, ректором которого Альфред Карлович был в 1993–1996 гг. и 1998–2003 гг.

А. К. Айламазян постоянно уделял внимание подготовке научных кадров высшей квалификации, им было подготовлено более 10 кандидатов наук, в 1994–2003 гг. он возглавлял докторский диссертационный совет при ИПС РАН.

Большое внимание А. К. Айламазян уделял развитию социальной сферы. За 1984–2003 гг. при участии ИПС РАН было построено 26 085 м² жилья для сотрудников Института и жителей г. Переславля-Залесского (около 430 квартир).

Было построено и введено в эксплуатацию новое здание Института программных систем РАН площадью 10 754 м².

А. К. Айламазян принимал активное участие в общественной жизни города и Ярославской области, – был членом Политического консультативного совета при Президенте Российской Федерации, председателем Ярославского губернского общественного собрания, возглавлял Совет директоров г. Переславля-Залесского.

За успехи в трудовой деятельности А. К. Айламазян был награжден правительственными наградами: медалью «40 лет Советской Армии» (1958 г.), медалью «За безупречную службу» (1964 г.), медалью «За доблестный труд» (1970 г.), Орденом Трудового Красного Знамени (1971 г.), медалью «Ветеран труда» (1988 г.), Орденом Дружбы (1996 г.).

За большой вклад в развитие региона в 1996 г. А. К. Айламазяну было присвоено звание Почетного гражданина г. Переславля-Залесского. Деятельность А. К. Айламазяна по восстановлению Святынь Ярославской земли была отмечена Орденом Русской Православной Церкви Святого благоверного князя Даниила Московского III степеней.

Ныне обязанности директора Института исполняет доктор физико-математических наук Сергей Михайлович Абрамов.

На нынешний день ИПС РАН объединяет пять исследовательских центров, в которых работают около ста научных сотрудников, среди них три академика РАН и РАНХ, семь докторов и 16 кандидатов наук.

Исследовательский центр мультипроцессорных систем

Направления исследований:

суперЭВМ и программное обеспечение для мультипроцессоров;

технологии построения региональных систем телекоммуникаций;

функциональное программирование, теория суперкомпиляции и метавычислений, методы их применения в практическом программировании; дифференциальная геометрия, теория инвариантов Васильева для узлов, алгебраическая топология, теория графов, компьютерная алгебра;

методы использования компьютерной техники и компьютерных сетей в образовании.

Исследовательский центр искусственного интеллекта

Направления исследований:

методы представления и приобретения знаний интеллектуальными системами;

методы семантического поиска и анализа полуструктурированной информации;

динамические интеллектуальные системы;

инструментальные программные средства для построения динамических систем, использующих экспертные и эмпирические знания;

методы интеллектуального управления поведением сложных систем в динамической среде;

программные средства управления сложными движениями и безопасным сближением и сочленением сложных технических объектов;

разрядно-параллельные алгоритмы и вычислительные структуры.

Направления исследований:

информационные технологии поддержки лечебно-диагностического процесса;

моделирование деятельности лечебно-диагностических учреждений и их объединения;

концептуальные модели единой электронной медицинской карты с применением специальных методов представления предметной области;

концептуальные модели визуального представления медицинской информации;

реализация типовой медицинской информационной системы INTERIN PROMIS масштаба крупного предприятия.

Исследовательский центр процессов управления

Направления исследований:

принцип расширения в теории управления;

геометрическая теория управления;

управление колебаниями;

алгоритмы и программные средства моделирования и управления;

системный анализ стратегий регионального развития;

управление инновационными процессами;

оптимизация маневров летательных аппаратов.

Исследовательский центр системного анализа

Направления исследований:

математические модели и оптимальные процессы в системах, состоящих из большого числа индивидуально управляемых элементов (макросистемах);

исследование предельных возможностей термодинамических и микроэкономических систем в классе процессов заданной интенсивности;

исследование уравнений свертки в комплексной области и выпуклости множеств по направлению;

построение дифференциальных инвариантов для линейных дифференциальных уравнений и нелинейных уравнений второго и третьего порядка.

Научно-образовательный комплекс:

Международный детский компьютерный центр ИПС РАН им. А. К. Айламазяна

Начальная общеобразовательная школа

Университет города Переславля им. А. К. Айламазяна

Направления исследований:

разработка и создание образовательной среды для раннего обучения детей курсу компьютерных технологий;

использование Интернет-технологий в образовательном (учебном) процессе;

интеграция курса компьютерных технологий в другие образовательные курсы;

повышение эффективности обучения языкам программирования путем проектной деятельности в условиях учреждения дополнительного образования (методы, приемы, технологии);

программное обеспечение для дошкольного и начального школьного обучения (разработка, применение на практике, обобщение);

формы и методы использования компьютерных сетей в образовании (дистанционные обучающие олимпиады, международные сетевые проекты, сетевые «мастер-классы»);

разработка образовательной технологии обучения детей в рамках виртуального класса и в условиях реализации многоэтапного международного проекта участников-школ ЮНЕСКО.

Тел/факс: +7(08535)98064

E-mail: psi@botik.ru

Web-site: <http://www.botik.ru/PSI>

УДК 656.7.052:681.3

ОСОБЕННОСТИ СОЗДАНИЯ СИСТЕМ ТРАНСЛЯЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО КОМПЬЮТЕРНЫМ СЕТЯМ И УЗКОПОЛОСНЫМ ЛИНИЯМ СВЯЗИ

А. С. Семеньков,

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики

Статья посвящена особенностям создания комплекса трансляции радиолокационной информации через компьютерные сети. Рассматривается проблема низкой пропускной способности отдельных каналов связи. Дан анализ использования стандартных методов компрессии и приведены разработанные специализированные алгоритмы обработки радиолокационной информации. Особое внимание уделено адаптивности создаваемой системы трансляции.

This article is dedicated to the creation particularities of radar data translation systems over computer networks. Low communication lines capacity problem is considered here. Description of the elaborated particularized algorithms follows the common compression methods usage analysis. Author has paid special attention to the adaptability of the created system.

Введение

В статье изложены результаты разработок в области систем управления воздушным движением. Цель данной работы – построение системы трансляции радиолокационной информации по узкополосным каналам связи и компьютерным сетям. Для решения этой задачи потребовалась разработка общих и специализированных алгоритмов обработки первичной радиолокационной информации (ПРЛИ) и построение гибкой архитектуры системы трансляции ПРЛИ.

От лоатора поступает большой поток первичной радиолокационной информации. Например, при оцифровке ПРЛИ с частотой дискретизации 1 МГц и соответствующей детализацией видеосигнала 150 м [1] объем ПРЛИ составляет порядка 7–8 Мбит/с. Характерным примером низкоскоростных линий может служить канал тональной частоты (частотный диапазон 300–3400 Гц), где максимальная скорость поступления информации (через протокол V.34) достигает 33 600 бит/с. Решением обозначенной проблемы может быть соответствующая обработка первичных данных с целью их подготовки к передаче по узкополосным линиям связи.

Автором были рассмотрены существующие системы трансляции радиолокационной информации, такие как радиолокационная сеть RADNET фирмы «Comsoft», специализированная линия трансля-

ции РЛ-30-1 (Василек-1). На основе проведенного анализа были выявлены их недостатки. Например, линия трансляции РЛ-30-1 работает только с аналоговыми радиолокационными данными РЛД, позволяя транслировать ПРЛИ на ограниченное расстояние в жестко заданном диапазоне частот. Радиолокационная сеть RADNET не обеспечивает возможности передачи существенной части первичных РЛД при перегруженных каналах связи и компьютерных сетях.

В статье рассматривается возможность применения стандартных методов компрессии к обработке ПРЛИ. Предложены новые принципы построения системы трансляции РЛД и разработаны специализированные алгоритмы обработки ПРЛИ.

Для начала кратко опишем структуру ПРЛИ, что поможет понять возможные способы ее обработки. ПРЛИ, поступающая от лоатора, состоит из следующих каналов:

- 1) канал сигнала запуска (125 Кбайт/с);
- 2) канал сигнала севера (125 Кбайт/с);
- 3) канал сигнала малых азимутальных меток (125 Кбайт/с);
- 4) канал видеосигнала (при пятибитовом квантовании) (625 Кбайт/с);
- 5) канал запрос–ответ (при наличии вторичного лоатора) (125 Кбайт/с).

В списке приведены требуемые полосы пропускания для каждого канала при частоте дискре-

тизации 1 МГц [2]. Первые три канала являются служебными и содержат информацию о состоянии локатора. Видеосигнал представляет собой интенсивность отраженного импульса, принятого локатором. Канал запрос-ответ доступен только при наличии вторичного локатора.

Для точной оценки объема ПРЛИ на основе теории Котельникова был произведен анализ необходимой частоты дискретизации для каждого канала и вычислен поток данных ПРЛИ. Опустим здесь детали расчетов и приведем только результаты. Для минимально возможной частоты дискретизации 1 МГц получаем, что суммарный объем данных для передачи составляет величину порядка 1–1,5 Мбайт/с (в зависимости от количества вторичных каналов). Для трансляции по узкополосным линиям связи потребуется уменьшить объем данных в десятки, если не в сотни раз.

Для выбора оптимальных, с точки зрения коэффициента сжатия, алгоритмов обработки РЛД необходимо классифицировать эту информацию [4]. ПРЛИ трудно однозначно отнести к какому-либо типу данных. Можно отметить, что она тяготеет к графическому типу, а именно к видеoinформации, обладая при этом особой спецификой.

Общие алгоритмы сжатия делятся на две основные группы:

1) сжатие без потерь информации (Лемпель-Зив, RLE, Хаффман);

2) сжатие с потерями (JPEG, M-JPEG, MPEG).

Рассмотрим возможность применения этих алгоритмов для обработки ПРЛИ.

Алгоритм Лемпеля-Зива, лежащий в основе архиваторов (pkzip, arj, lha), эффективен при сжатии текстовой информации. В нем используется словарь и, поскольку для ПРЛИ не характерно частое повторение одинаковых информационных блоков, в данном случае этот алгоритм не подходит.

Алгоритм RLE кодирует последовательности повторяющихся данных и эффективен при передаче растровых изображений [3]. Этот алгоритм неплохо подходит для обработки ПРЛИ, так как ее специфика такова, что в ней часто встречаются большие блоки одинаковых данных. Алгоритм не требует больших вычислительных ресурсов и позволяет добиться сжатия РЛД в 4–10 раз.

Кодирование Хаффмана является статистическим методом и заключается в замене наиболее часто повторяющихся последовательностей данных максимально короткими кодовыми словами. Недостатком этого метода при обработке ПРЛИ является двухпроходность и его малая эффективность в случае зашумленных данных.

JPEG базируется на дискретном косинусном преобразовании, отбрасывании малых высокочастотных компонентов получаемого спектра и последующем энтропийном сжатии. Метод нивелирует неразличимые для глаза оттенки и элементы изображения. Для обработки ПРЛИ применение JPEG не подходит, так как может быть потеряна важная информационная часть данных.

При использовании метода M-JPEG последовательные кадры сжимаются по методу JPEG. При обработке ПРЛИ данный метод неэффективен по тем же причинам.

Метод MPEG передает опорные кадры, сжатые по методу JPEG; далее передаются изменения между соседними кадрами. Этот метод также неэффективен из-за использования JPEG, но его идея – передача относительного изменения РЛД из обзора в обзор – может быть использована при разработке специализированного алгоритма сжатия ПРЛИ. Недостатком MPEG также является критичность к потерям данных в канале связи.

Резюмируя краткий обзор алгоритмов сжатия, нельзя сказать, что для обработки ПРЛИ однозначно подходит какой-либо из рассмотренных методов. Первичная радиолокационная информация настолько специфична, что для полноценной ее обработки необходима разработка специального алгоритма.

Рассмотрим предложенные автором методы обработки первичной радиолокационной информации, которые в совокупности можно определить как общий алгоритм обработки ПРЛИ. Методы делятся на два типа:

1) основные (для основной обработки данных);

2) дополнительные (используются опционально, как вспомогательные).

Цель основных методов – общая, наиболее значимая обработка данных. Рассмотрим основные методы обработки радиолокационной информации.

Преобразование «Сырого Видео». Под термином «сырое видео» в радиолокации подразумевается еще не обработанная аналоговая или цифровая информация, поступившая с локатора. Идея метода заключается в уменьшении объема ПРЛИ за счет упрощения ее структуры и удаления служебных каналов. Объем служебных каналов может достигать 40–50 % от общего объема информации, поэтому на основе данных этих каналов происходит формирование новой структуры ПРЛИ.

Дальность сканирования локатора определяет по формуле $D = \frac{C}{2v}$, где v – частота запусков локатора. Для диспетчерского радиолокатора с частотой запусков 600 Гц дальность сканирования равняется ~250 км. При преобразовании «сырого видео» происходит отбрасывание данных, находящихся за пределом радиуса необходимой дальности сканирования (200 км для диспетчерского локатора).

Таким образом, преобразованная ПРЛИ состоит из одного общего канала данных, содержащего лучи радиолокатора. Отдельные лучи, в свою очередь, содержат информационные дискреты дальности. В заключение отметим, что подобное изменение структуры ПРЛИ позволяет сократить объем данных, требуемых для передачи, от локатора до четырех раз.

RLE. Выше, при анализе использования стандартных алгоритмов сжатия, был сделан вывод об эффективности метода RLE для обработки радиолокационной информации. Автор предложил использовать RLE в качестве одного из основных алгоритмов обработки. Поскольку метод RLE широко известен, коснемся его максимально кратко. Метод RLE – стандартный, немодифицированный метод группового кодирования. Используется в случаях необходимости быстрой обработки

данных. Подходит для уменьшения объема временно хранимых данных в методе выделения статических объектов. Позволяет добиться коэффициента сжатия 4–10.

Битовая поканальная обработка (побитовое RLE). Для более полного отражения сути этого метода его было бы лучше назвать поканальной RLE обработкой. Но, так как основной задачей, которую призван решать этот метод, является эффективное кодирование активных каналов ПРЛИ, которые, в свою очередь, являются бинарными битовыми каналами, было выбрано название побитовое RLE.

Рассмотрим отличие этого метода от алгоритма RLE, лежащего в его основе. Классический метод RLE оперирует байтами. Если во входной цепочке данных произошло повторение минимального блока информации (одного байта), то продолжается кодирование повторяющейся последовательности. В случае первичной радиолокационной информации в одной дискрете, а как следствие, и в одном отсчете, хранится информация нескольких каналов данных: пассивного и активных. Данные пассивного и активных каналов, по сути, разная информация. Поэтому, если в качестве минимального блока информации брать отсчет полностью, то методом RLE будут кодироваться все каналы одновременно, без учета специфики данных этих каналов. Результатом такой одновременной обработки будет худший коэффициент сжатия, чем тот, которого можно добиться, разделив логически разные каналы.

Вероятность того, что в каком-либо из двух-трех каналов последовательность одинаковых значений этих каналов прервется, существенно выше, чем аналогичная вероятность для одного канала. Поэтому естественным решением кажется отдельная RLE обработка каждого канала.

Из табл. 1 видно, что при разделении на логические каналы частота изменения данных в каждом отдельно взятом канале не превышает частоту изменения данных начального канала. Таким образом, эффективность метода побитового RLE на каждом выделенном канале выше, чем на общем канале.

Рассмотрим особенности реализации метода побитового RLE в его работе с каналами произвольной размерности. Основной принцип метода RLE заключается в том, что на выходе кодера выдаются последовательности пар чисел. Первое число – значение, повторяющееся во входной последовательности, второе – количество встретившихся повторений. Размерность первого числа, выдаваемого кодером RLE, равняется размерности числа во входной последовательности, и в общем случае принимается равной одному, двум или четырем байтам в зависимости от необходимого диапазона границ. Если для кодирования канала шириной N бит использовать целое количество байт, отводимых под размерность входной последовательности метода RLE, то при условии не кратности N восьми будет очевидно наличие неиспользуемых битов. Так, для четырехбитового канала избыточные данные будут составлять 4 бита на каждую выходную пару чисел кодера RLE (25 % избыточной информации), а для бинарного канала – 7 бит (около 50 % избыточной информации).

Поэтому в методе побитового RLE при кодировании N -битового канала необходимо использовать размерность, строго равную ширине канала. При этом в выходном потоке данных распределение повторяющихся значений и их счетчиков не обязательно будет приходиться на границы байтов и может быть смещено. Эту особенность необходимо учитывать при декодировании данных.

Особо следует рассмотреть случай бинарного канала данных. По сути, такие каналы содержат информацию либо о низком, либо о высоком уровне в канале. Поэтому методу побитового RLE нет необходимости передавать значение, повторяющееся во входной последовательности, достаточно ограничиться транслированием количества повторений. Каждый новый счетчик повторений будет подразумевать смену значения канала на противоположное. Для работы такого метода требуется лишь передать начальное значение бинарного канала.

Следующий аспект метода побитового RLE касается размерности счетчика повторений. Классический RLE использует фиксированную размерность этого счетчика. При этом, если требуется закодировать небольшое количество повторений во входной последовательности, в выходных данных счетчик повторений будет содержать существенную часть неиспользуемой информации. Это обусловлено тем, что используется не весь возможный диапазон счетчика. Если при фиксированном диапазоне счетчика потребуются передать большое количество повторений, выходная последовательность будет содержать значительное количество одинаковых пар: счетчик – повторяемое значение. Это также не оптимально с

■ Таблица 1. Разделение данных при поканальной обработке

Совместная обработка		Раздельная обработка			
Входные данные	Бинарные представления	Актив 1	Актив 2	Актив 3	Пассив
0x23	00100011	0	0	1	00011
0x23	00100011	0	0	1	00011
0x03	00000011	0	0	0	00011
0x83	10000011	1	0	0	00011
0x83	10000011	1	0	0	00011
0x01	00000001	0	0	0	00001
0x00	00000000	0	0	0	00000
0x20	00100000	0	0	1	00000
0x20	00100000	0	0	1	00000

точки зрения эффективности работы алгоритма. Например, при использовании двухбайтового счетчика и сильно зашумленного канала данных до 10–12 битов счетчика могут остаться неиспользованными, что суммарно может дать больше 50 % неиспользуемой информации. Если же двухбайтовым счетчиком потребуются закодировать последовательность в 10^7 одинаковых значений, то на выходе метода RLE будет более 150 двухбайтовых счетчиков вместо одного пятибайтового.

Таким образом, для эффективного группового кодирования входных данных в методе побитового RLE потребовалось ввести динамическую размерность счетчика. Исходя из проведенного статистического анализа ПРЛИ, автор остановился на методе выбора размерности счетчика, при котором она определяется первыми его битами. Если первый бит равен нулю, то счетчик занимает 4 бита, при этом для эффективного кодирования остается только 3 бита. Для кодирования количества повторений от 9 до 64 первые два бита счетчика должны принимать значение 1 и 0 соответственно, а размерность счетчика равняется 1 байту.

Размерность, структура и диапазон счетчика приведены в табл. 2.

Для первичной радиолокационной информации характерно чередование зашумленных участков с длительными участками тишины в канале. Указанная методика выбора размерности счетчика позволяет эффективно кодировать как участки с частыми изменениями данных, так и характерные участки тишины в канале.

Дополнительно отметим, что, поскольку данная модификация метода RLE допускает работу с каналами произвольной битовой ширины, это позволяет в случае необходимости уменьшать разрядность каналов ПРЛИ. Только за счет уменьшения разрядности можно существенно сократить объем передаваемых данных.

Еще одной особенностью метода побитового RLE является возможность выбора так называемого направления кодирования. Существуют различные варианты в зависимости от того, в какой последовательности берутся и обрабатываются отсчеты обзора локатора. Были выявлены два наиболее оптимальных направления кодирования: вертикальное и горизонтальное.

■ Таблица 2. Динамический счетчик метода побитового RLE

Количество служебных битов	Значения служебных битов	Размерность счетчика, бит	Диапазон значений
1	0	4	0–8
2	1,0	8	9–64
3	1,1,0	16	65–8192
4	1,1,1,0	24	8193–1048576
5	1,1,1,1,0	32	от 1048577

Выбор направления кодирования имеет важное значение, поскольку от него зависит эффективность кодирования. В большинстве случаев оптимальное направление для каждого локатора может быть определено заранее. В модуле передачи ПРЛИ комплекса «Ладoga», разработанном фирмой «НИТА», также реализован динамический выбор направления кодирования. Периодически вычисляется оптимальное направление и, если оно стабильно в течение фиксированного времени, рабочее направление кодирования меняется на оптимальное. В среднем побитовое RLE уменьшает объем входных данных в 20 раз.

Перейдем к рассмотрению дополнительных методов обработки ПРЛИ, которые используются совместно с одним из основных методов для повышения его эффективности либо для увеличения суммарного коэффициента сжатия информации. Использование того или иного дополнительного метода зависит от предварительного анализа обрабатываемых данных и от общих настроек системы обработки ПРЛИ.

Лучевое прореживание. Метод прореживания лучей основан на избыточности радиолокационной информации по оси абсцисс. При нумерации лучей от 0 до 4095 дискрета азимутального положения локатора получается равной $\sim 0^\circ 5' 3''$. Среди возможных вариантов прореживания ПРЛИ можно выделить равномерное и выборочное прореживание.

Равномерное прореживание характеризуется пропуском каждых N из M лучей, где N и M выбираются исходя из величины максимально допустимого объема данных. Для увеличения информативной составляющей радиолокационных данных можно применять выборочное прореживание. Данный способ прореживания подразумевает неравномерное по обзору локатора удаление избыточной информации (лучей). Выбор данных, подлежащих удалению, можно производить двумя способами:

- 1) динамический выбор;
- 2) статическое задание выборки.

Статический способ задания выборки заключается в предварительном анализе входных РЛД и установке выборки лучей, подлежащей удалению. Анализ может производиться на основе статистической, географической и картографической информации.

Динамический способ основывается на непрерывном анализе поступающих данных. Основной задачей метода в этом случае является выявление блоков данных, которые наиболее информативны с точки зрения первичной радиолокационной информации. Такими блоками являются данные, содержащие засветку воздушных судов, метеообразований, различных статических объектов, в том числе так называемых местников (объектов засветки, характерных для данной местности: горы, мачты ЛЭП и пр.).

Для правильного определения информативности входных данных требуется качественный критерий этой информативности. Оптимальным решением этой задачи может быть максимальный анализ входных данных, включающий в себя межобзорный анализ. Но, поскольку он не всегда возможен, ав-

тором были предложены следующие критерии оценки информативности:

- 1) эффективная засветка луча;
- 2) коэффициент градиента луча;
- 3) коэффициент постоянной засветки;
- 4) метод определения пакета сигналов.

Критерий эффективной засветки характеризует суммарную засветку луча по определенному порогу и позволяет выявить наличие в луче локатора явно засвеченных объектов. Эффективная засветка определяется формулой

$$P_j = \int_l (P_j(x) - h) d\mu(x), \quad (1)$$

где $P_j(x)$ – интенсивность засветки j -го луча; $\mu(x)$ – введенная мера по оси абсцисс, как правило, не линейная; h – статистически максимально допустимый уровень шума, по которому определяется возможный эффективный сигнал на выходе локатора; l – дальность сканирования локатора.

Отдельно следует отметить использование нелинейной меры $\mu(x)$, которая позволяет учесть возможную неоднородность распределения сигналов по дальности. В частности, на предельно больших расстояниях сканирования соотношение сигнал/шум существенно ниже, чем на рабочей дальности.

Формулу (1) можно представить как

$$P_j = \int_l M(x)(P_j(x) - h) dx,$$

где $M(x)$ – подынтегральная функция определения меры по дальности. Тогда дискретный вариант формулы (1) для вычисления эффективной засветки будет выглядеть так:

$$P_j = \sum_{i=1}^{D_j} (M_i P_{i,j} - M_i h).$$

Для непосредственного определения информативности луча удобно использовать средний весовой коэффициент засветки луча \bar{K}_j :

$$\bar{K}_j = \sum_{i=1}^{D_j} \frac{(M_i P_{i,j} - M_i h)}{D_j}, \quad (2)$$

где D_j – количество дискрет луча.

Критерий эффективной весовой засветки в основном указывает на наличие в луче локатора метеобразований или больших статических засвеченных объектов.

Следующий критерий – коэффициент градиента луча – позволяет, отсеивая белый шум, выявить наличие в луче локатора явно засвеченных объектов. Градиент j -го луча локатора с учетом меры μ по оси абсцисс определяется следующим образом:

$$G_j(x) = P_j'(x)M(x). \quad (3)$$

Суммарный по всей дальности модуль градиента по уровню h' равен

$$G_j = \int_l G^+(x, h') dx,$$

где G^+ – кусочно-промежуточная функция, определенная на участках, где ее значение не отрицательно; $G^+(x, h') = \begin{cases} P_j'(x)M(x) & \text{if } (P_j'(x)M(x) - h') > 0 \\ 0 & \text{if } (P_j'(x)M(x) - h') \leq 0 \end{cases}$. Для вычисления информативной составляющей луча можно пользоваться дискретным вариантом формулы (3):

$$G_j = \sum_{i=1}^{D_j-1} g_{i,i+1,h'}.$$

где $g_{i,i+1,h'}$ – оператор отношения уровней засветки двух соседних дискрет; $g_{i,i+1,h'} = \begin{cases} (P_{i+1} - P_i)M_i \\ 0 \end{cases}$ if $(P_{i+1} - P_i)M_i > h'$. Коэффициент градиента луча характеризует контрастность луча.

При помощи коэффициента постоянной засветки \bar{S}_j можно судить о возможном присутствии в зоне видимости локатора объектов заданной протяженности m :

$$\bar{S}_j = \sum_{i=1}^{D_j-m} \frac{s(i, \dots, i+m, h'')}{D_j}, \quad (4)$$

где $s(i, \dots, i+m, h'') = \sum_{m} \frac{P_i}{m}$ if $(P_i > h'', \dots, P_{i+m} > h'')$. За счет порогового значения h'' и параметра m метод определения постоянной засветки нечувствителен к внешним шумовым воздействиям.

Используя набор критериев \bar{K}_j , G_j и \bar{S}_j – можно с определенной долей вероятности говорить о нахождении в луче локатора полезного сигнала. Коэффициенты G_j и \bar{S}_j устойчивы к действию белого шума, всегда присутствующего во входных РЛД.

Метод обнаружения пакета сигналов – стандартный алгоритм накопительного типа, использующий такую важную характеристику локатора, как диаграмма направленности антенны (ДНА). Этот метод используется для выявления пачек сигналов в аппаратуре АПОИ. С периодом следования зондирующих импульсов по алгоритму необходимо вычислять величину [5]

$$S_n = \int_{L_{d1}}^{L_{d2}} P_n(x) \alpha(x - L_{d1}) dx,$$

где $P_n(x)$ – интенсивности засветки лучей с азимутами x , приходящиеся на интервалы дальности l ; $\alpha(x)$ – функция ДНА; L_{d1} , L_{d2} определяют ширину ДНА, в пределах которой производится интегрирование. При выполнении условия $S_1 \geq S_{01}$, где S_{01} – пороговое значение, принимается решение об информативной составляющей луча. В дискретном представлении алгоритм определения радиолокационного пакета выглядит так [3]:

$$S_n[\bar{t}] = \sum_{j=1}^N a_j P_n[\bar{t} - (j-1)T],$$

где \bar{t} – текущий момент дискретного времени; a_j – весовые коэффициенты, $0 < a_j \leq 1$; T – период следования зондирующих импульсов.

Для следующих методов, разработанных автором, приведем очень краткое описание, обозначив лишь их основное назначение.

Прореживание отсчетов. Метод аналогичен лучевому прореживанию, за исключением того, что он оперирует дискретами луча, а не самими лучами. Для оценки его информативности применима большая часть критериев, описанных для предыдущего метода.

Сглаживание пассива. Суть метода заключается в статистическом усреднении данных канала пассива и нивелировании различного рода всплесков и шумов.

Уменьшение разрядности пассива. Действие алгоритма заключается в уменьшении уровня квантования канала пассива. Возможно уменьшение разрядности канала в пределах 1–4 бит.

Сдвиг актива. Сдвиг данных канала актива предназначен для увеличения информативной составляющей ПРЛИ и заключается в допустимой коррекции данных актива.

Выделение статических объектов. Этот алгоритм существенно отличается от методов, предложенных выше. Его суть заключается в выделении статических объектов в зоне сканирования локатора и в последующем раздельном кодировании данных. Основная, не статическая часть видеоизображения кодируется по общим правилам, а выделенные статические объекты обрабатываются по отдельности. Статические области засветки транслируются через линию связи реже основной части данных. Выделение неподвижных объектов проводится на основе вычисления дисперсии данных канала пассива:

$$D(x, y) = \int_{\bar{T}} \frac{|V(x, y, t) - \bar{V}(x, y)|}{\mu(x, t)} dt, \quad (5)$$

где $\bar{V}(x, y) = \int_{\bar{T}} \frac{V(x, y, t)}{\mu(x, t)} dt$ – усредненное значение в дискрете (x, y) ; $V(x, y, t)$ – значение канала пассива в дискрете (x, y) во время t ; $\mu(x, t)$ – мера, введенная на массиве обрабатываемых лучей. Критерием статичности изображения для каждой отдельно взятой дискреты является коэффициент $K(x, y) = \frac{\bar{V}(x, y)}{D(x, y)}$.

В табл. 3 приведены сводные коэффициенты сжатия для описанных алгоритмов.

Все рассмотренные методы находятся в определенной зависимости, и оптимальным решением является их правильное комбинирование при обработке ПРЛИ. Так, методы RLE и битовой поканальной обработки исключают одновременное совместное использование. Сглаживание пассива наиболее эффективно при использовании метода битовой поканальной обработки. В случае совместного использования методов битовой обработки и методов прореживания при увеличении

■ Таблица 3. Эффективность алгоритмов обработки ПРЛИ

Методы обработки ПРЛИ	Коэффициенты сжатия	
	Без потерь	С потерями
Преобразование "Сырого Видео"	1,5 – 4*	
RLE	4 – 10	–
Битовая поканальная обработка	15 – 25	До 100 – 200
Лучевое прореживание	–	1,5 – 2
Прореживание отсчетов	–	1,5 – 2
Сглаживание пассива	1,3 – 2,2**	
Уменьшение разрядности пассива	1**	
Сдвиг актива	–	1,2 – 10
Выделение статических объектов.	–	~1,4

* Действие алгоритма можно рассматривать двояко (с одной стороны, работа метода производится с потерей данных, но, с другой стороны, его действия можно рассматривать как стандартную процедуру аналогово-цифрового преобразования, при которой потери данных неизбежны).
 ** Методы не осуществляют непосредственную компрессию данных (эффект сжатия достигается за счет совместного использования с другими методами).

эффективности методов прореживания будет ухудшаться действие битовой обработки.

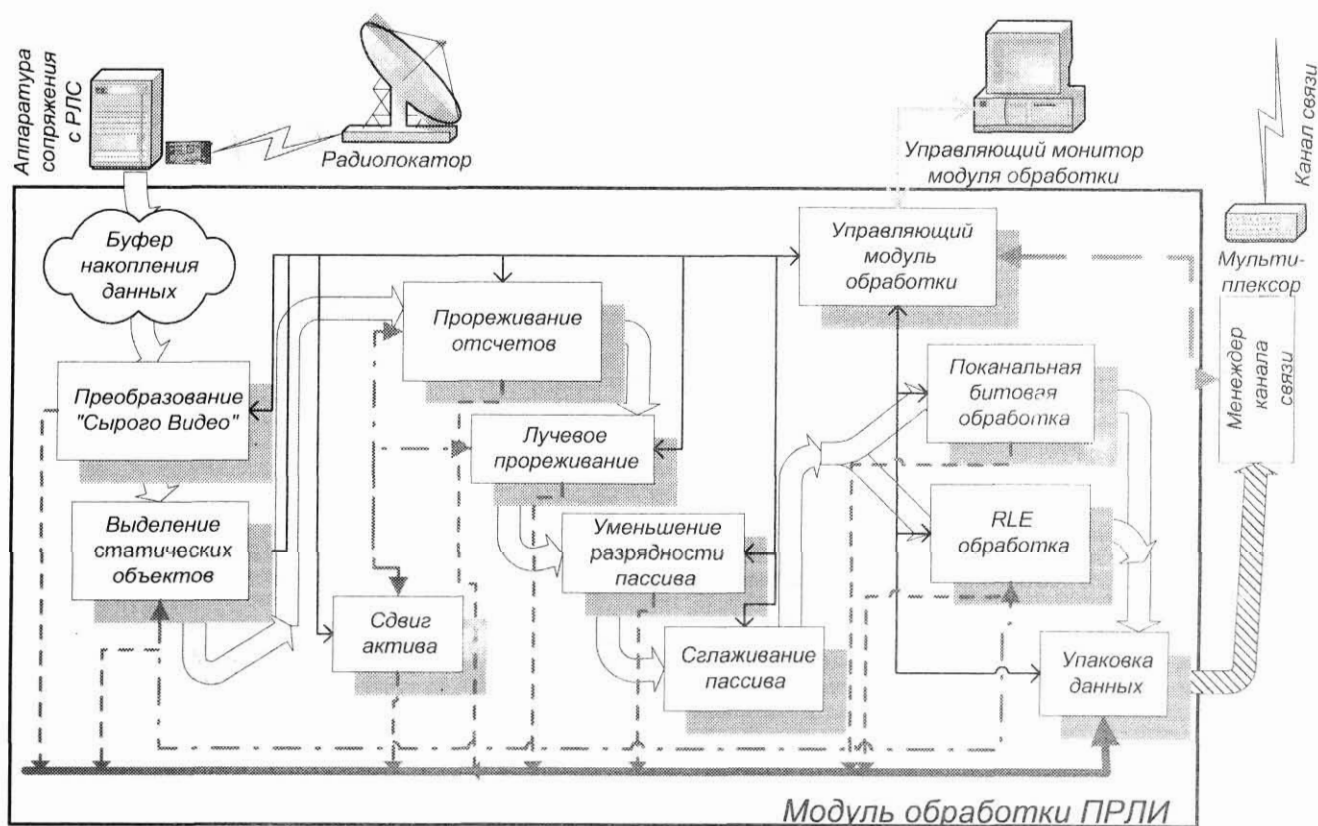
Задачу оптимальности использования тех или иных алгоритмов решает программный модуль обработки ПРЛИ, который выбирает наиболее подходящие алгоритмы и параметры их работы. Решение принимается на основе следующих параметров: анализ входных данных; анализ выходных данных и их объема; результаты работы отдельных алгоритмов; требования и ограничения канала связи (при наличии обратной связи); настройки модуля обработки ПРЛИ.

Подводя итоги рассмотрения коэффициентов сжатия, отметим, что суммарная эффективность алгоритмов определяется не суммированием коэффициентов отдельных методов, а эффективностью совокупного алгоритма. В модуле обработки ПРЛИ, исходя из используемых алгоритмов, предусмотрено пять уровней обработки информации (табл. 4).

В таблице указаны примерные объемы выходного потока данных при соответствующем уровне обработки. Сжатие без потерь осуществляется только при первом уровне обработки (No Loss). Для каналов то-

■ Таблица 4. Уровни обработки ПРЛИ

№ п/п	Уровень обработки	Выходной поток, Кбит/с
1	No Loss	35 – 70
2	Low	25 – 45
3	Average	15 – 40
4	High	9,6 – 30
5	Very High	4,8 – 18



■ Структура модуля обработки ПРЛИ

- > — общие потоки РЛД; <—> — внутренние (служебные) потоки РЛД;
- > — общий канал служебных данных обработки ПРЛИ; - - - - - служебные данные обработки ПРЛИ;
- ←> — обратная связь с каналом трансляции; <—> — внутренние связи модулей

нальной частоты, как правило, хватает обработки ПРЛИ с уровнем Average. На определенных блоках данных выходной поток может превышать 33 Кбит/с, но в среднем его величина меньше пропускной способности канала. При изменении состояния канала, например, при ухудшении связи или уменьшении скорости, в модуле обработки ПРЛИ происходит переход на более высокие уровни обработки – четвертый или пятый. Таким образом, начальный поток первичной радиолокационной информации, который определяется величиной порядка 1,5 Мбайт/с, может быть уменьшен до величины 0,6 Кбайт/с. Степень сжатия в данном случае будет составлять 2500.

Помимо разработки алгоритмов обработки ПРЛИ, автором была построена архитектура комплекса обработки и трансляции РЛД. Эта архитектура должна включать в себя грамотное совместное использование всех рассмотренных в статье методов. Поэтому отдельной задачей в комплексе решения проблемы обработки ПРЛИ является внутренняя организация работы модуля обработки и управление его отдельными алгоритмическими частями. Общая структура разработанного модуля представлена на рисунке.

Функции модуля:

1) получение и накопление ПРЛИ в необходимом для обработки объеме;

- 2) внутренняя организация работы алгоритмических частей модуля;
- 3) анализ входной ПРЛИ и выходных данных;
- 4) взаимодействие с каналом связи;
- 5) обеспечение адаптивности работы алгоритмов;
- 6) обеспечение управления внешней программой (монитор, настройки).

На рисунке показаны основные составляющие модуля обработки, информационные и управляющие потоки. Синхронизацию работы всех алгоритмов осуществляет управляющий модуль. На него также ложится задача взаимодействия с управляющим монитором системы и осуществления обратной связи с каналом данных.

Наличие обратной связи с каналом трансляции в такой архитектуре следует отметить особо. Эта связь позволяет осуществлять постоянное изменение параметров работы модуля обработки ПРЛИ в зависимости от текущей пропускной способности или от других параметров канала. Таким образом, можно добиться оптимального использования транслирующей линии и передавать радиолокационную информацию с максимально возможным качеством, не перегружая канал.

Одной из особенностей описанного принципа построения модуля трансляции является осуществ-

ствление анализа всевозможных выходных данных. Анализу подвергаются данные на выходе каждого алгоритма и на выходе всей системы обработки в целом. Результаты анализа сопоставляются с текущими параметрами работы как отдельных алгоритмов, так и всей системы. На основе этих данных управляющий модуль выбирает конкретную стратегию обработки РЛД. Если изначально заданные параметры обработки не являются оптимальными, система путем многократного анализа определяет оптимальные настройки алгоритмов и при устойчивости положительного результата переходит на новые методы обработки. Таким образом, происходит включение или выключение алгоритмов в модуле обработки радиолокационной информации.

Заключение

На основе изложенных принципов построения системы трансляции РЛД фирмой «НИТА» был разработан модуль трансляции радиолокационной информации. Он вошел в комплекс средств передачи и обработки информации «Ладога». В модуле использовались разработанные и описанные в статье алгоритмы обработки радиолокационных данных. Разработанный комплекс позволя-

ет осуществлять трансляцию радиолокационной информации по различным типам каналов связи, как-то: физические (проводные), беспроводные (радиорелейные), магистральные, спутниковые каналы связи.

КСПОИ «Ладога» успешно функционирует в десятках аэропортов России, осуществляя качественную и надежную передачу различного рода информации, в том числе и радиолокационную.

Литература

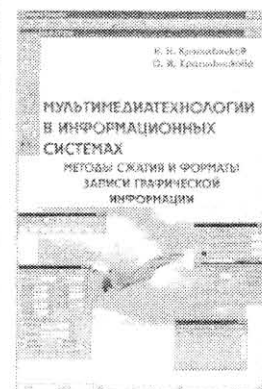
1. **Перевезенцев Л. Т., Огарков В. Н.** Радиолокационные системы аэропортов. – М.: Транспорт, 1989. – 360 с.
2. **Комплекс** средств передачи радиолокационной, пеленгационной, речевой и управляющей информации «Ладога»: Рук-во по эксплуатации. – 2003. – 109 с.
3. **Кузьмин С. З.** Цифровая обработка радиолокационной информации. – М.: Советское радио, 1967. – 400 с.
4. **ГОСТ 15971–90.** Системы обработки информации. Термины и определения. – М.: Изд-во стандартов, 1991. – 16 с.
5. **Автоматизированные** системы управления воздушным движением / Подред. С. Г. Пятко, А. И. Красова. – СПб.: Политехника, 2004. – 485 с.

Н. Н. Красильников, О. И. Красильникова

Мультимедиа технологии в информационных системах. Методы сжатия и форматы записи графической информации: Учеб. пособие / СПб.: СПбГУАП, 2004. – 68 с.: ил. ISBN 5-8088-00104-4

В учебном пособии изложены вопросы, связанные с теоретическими предпосылками сжатия графической информации, описаны наиболее распространенные и перспективные методы сжатия изображений, а также проблема накопления ошибок, возникающая при многократной перезаписи изображения с применением методов сжатия с потерями, приведены сведения о ряде форматов, предназначенных для графической записи и видеоинформации.

Учебное пособие предназначено для студентов старших курсов, изучающих мультимедиа технологии в рамках технических специальностей.



УДК 519.2

МАРКОВСКАЯ МОДЕЛЬ ПЕРЕСЕЧЕНИЯ СТАЦИОНАРНОГО ГАУССОВА ПРОЦЕССА С ДЕТЕРМИНИРОВАННЫМ УРОВНЕМ

С. Н. Воробьев,

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Модель пересечения гауссова марковского процесса с детерминированным уровнем распространяется на стационарные процессы с типовыми функциями корреляции. Практическое применение марковской модели иллюстрируется примером оценивания времени прихода прямоугольного сигнала, прошедшего фильтр нижних частот. Марковская модель сопоставляется с моделью сигнала с линейным фронтом.

The model of intersection of Markov Gaussian process with a determined level is extended to stationary processes with the standard correlative functions. Practical application of the Markov model is illustrated by the example of estimation of the time of arrival of a rectpulse after low – pass filtering. The Markov model is compared with the line front signal model.

Введение

Задачи о пересечениях случайного процесса $x(t)$ с уровнем $u(t)$ имеют множество приложений [1, 2]. Оценивание времени первого достижения случайной траекторией некоторого значения актуально в задачах причаливания или измерения времени прихода импульсного сигнала и может иметь другие интерпретации [3–8]. Общие решения этих задач получены специальными математическими приемами, базирующимися на уравнении Фоккера – Планка – Колмогорова [5] или теории рядов Райса [8]. Аппарат стохастических дифференциальных уравнений [5] или обвертывающих знакопередающихся рядов [8] сложен для инженера, тем более, что зачастую результаты исследований представляются в форме, которую трудно использовать на практике.

Имея современные средства моделирования, например, MATLAB [9], нетрудно исследовать конкретную задачу. Однако экспериментальные результаты нуждаются в математическом оформлении. В данной работе рассматривается простая марковская модель для описания времени первого пересечения стационарного гауссова процесса с детерминированным уровнем.

Общее решение

Задачу пересечения можно считать решенной, если найден закон распределения времени t пер-

вого пересечения. Для непрерывных дифференцируемых процессов предложены некоторые оценки $\gamma(t)$ плотности распределения $f(t)$ [1, 2, 4, 10]. Пересечения дискретных во времени стационарных гауссовых процессов могут быть описаны с использованием другого подхода – методом приведения к недифференцируемому марковскому процессу.

Пусть гауссов процесс $x(t)$ пересекается с уровнем $u(t)$ так, что в момент t_c его среднее $m(t_c) = u(t_c)$; пусть марковский процесс $x_m(t)$ пересекается с уровнем $u_m(t)$, $m_m(t_{cm}) = u_m(t_{cm})$. Если моменты первого пересечения

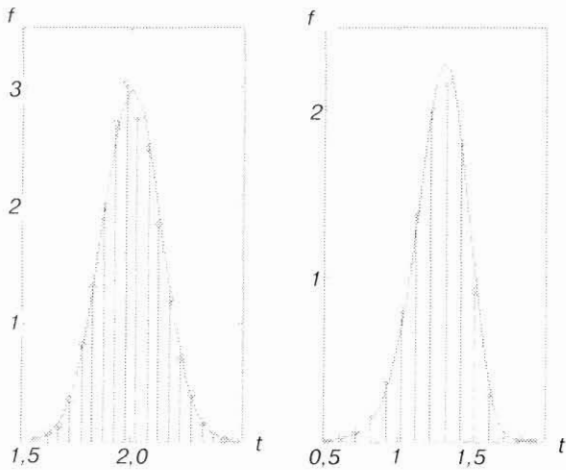
$$t \approx t_m, \quad (1)$$

то процессы $x(t)$ и $x_m(t)$ можно считать эквивалентными в смысле (1), и плотность распределения $f(t) \approx f_m(t)$. Реальный смысл приближенной эквивалентности, очевидно, определяется практическими соображениями.

В работе [11] получена плотность распределения времени t первого пересечения марковского процесса $x_m(t)$:

$$f_m(t) = \sqrt{\frac{m'_m(t)}{2\pi\sigma_m}} \exp\left(-\frac{(u_m(t) - m_m(t))^2}{2\sigma_m^2}\right), \quad (2)$$

где $m_m(t)$ – среднее значение процесса $x_m(t)$; $u_m(t)$ – пересекаемый уровень; σ_m^2 – дисперсия;



■ Рис. 1. Плотности распределения

v – коэффициент, нормирующий функцию распределения.

Время t , τ , а также интервал дискретизации Δ – безразмерные величины, принимающие значения секунды или ее доли в конкретных задачах [11]. Примеры плотности распределения времени t первого пересечения гауссовым марковским процессом с функцией корреляции $R(\tau) = \exp(-\tau)$ и средним $m(t)=0$ приведены на рис. 1: с помощью операторов `stem` и `plot` [9] представлены результаты моделирования и расчета по формуле (2), уровни $u_1 = 20 - 8t$ (а), $u_2 = 1 + 2t^2$ (б).

Существенны не сами функции $u(t)$, $m(t)$, а их разность $\Delta m(t) = u(t) - m(t)$. Без потери общности можно положить $m(t) = 0$, тогда плотность (2) в виде

$$f_m(t) = v \frac{|u'_m(t)|}{\sqrt{2\pi}\sigma_m} \exp\left(-\frac{u_m^2(t)}{2\sigma_m^2}\right) \quad (3)$$

описывает время первого пересечения с уровнем $u = 0$.

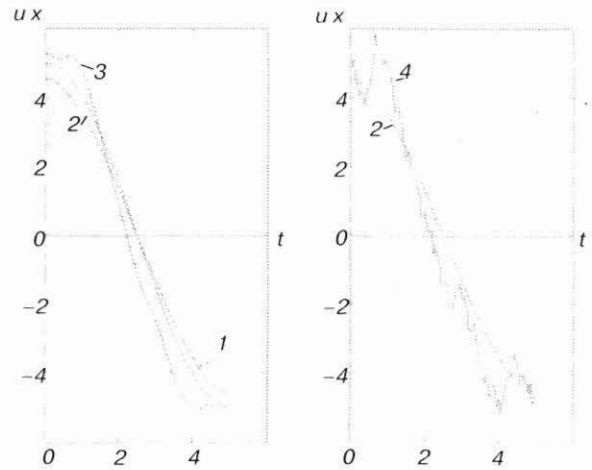
Если процессы $x(t)$ и $x_m(t)$ дискретизированы с интервалом Δ , то марковский вектор $\mathbf{X}_m = \mathbf{A}\mathbf{X}$ рассчитывается «перекрашивающим» оператором [12]

$$\mathbf{A} = \mathbf{U}_{x_m} \Lambda_{x_m}^{1/2} \mathbf{U}_{x_m}^T \mathbf{U}_x \Lambda_x^{-1/2} \mathbf{U}_x^T, \quad (4)$$

в котором $\mathbf{U}_x, \mathbf{U}_{x_m}$ – собственные векторы корреляционных матриц исходного и марковского процессов; Λ_x, Λ_{x_m} – собственные значения. Расчет плотности (2) предполагает преобразования исходных дисперсий σ^2 и среднего $m(t)$ к σ_m^2 и $m_m(t)$, а также уровня $u(t)$ к $u_m(t)$. Преобразования задаются оператором (4), эквивалентный марковский процесс пересекается с уровнем

$$u_m = \mathbf{A}u. \quad (5)$$

Пусть стационарный гауссов процесс с типовой функцией корреляции $R(\tau) = (1 + \tau)\exp(-\tau)$ [13] и нулевым средним пересекает уровень $u(t) = 5 \cos \frac{\pi}{5} t$ на промежутке $0 \leq t \leq T$, $T = 5$ (рис. 2, 1).



■ Рис. 2. Уровни и траектория

Этому равносильно пересечение нулевого уровня процессом со средним $u(t)$. Оператор (4), рассчитанный для марковского процесса с функцией корреляции $R_m(\tau) = \exp(-\tau)$, интервал $\Delta = 0,05$, дает уровень (5) (рис. 2, 2). Исходная траектория (рис. 2, 3) преобразуется в марковскую (рис. 2, 4). Уровень u_m как функцию времени можно аппроксимировать полиномом (операторы `polyfit`, `polyval`):

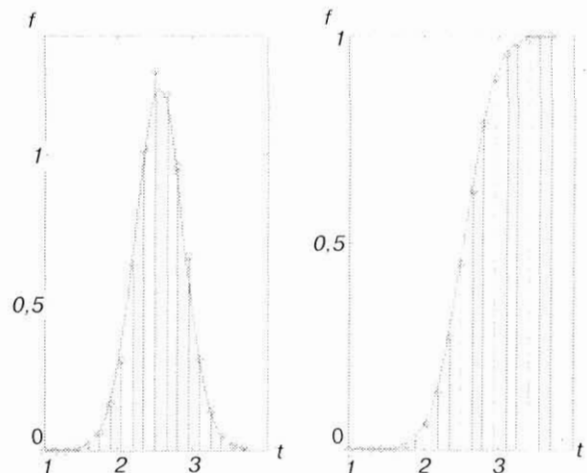
$$u_m(t) = 4,5684 - 0,1653t - 0,9958t^2 + 0,1323t^3,$$

$$u'_m = -0,1653 - 1,9916t + 0,3969t^2.$$

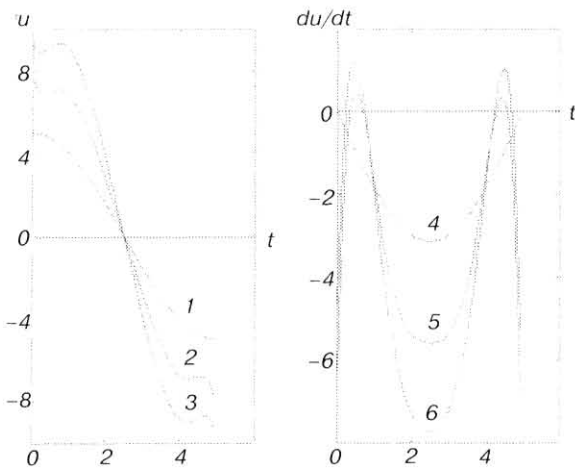
Среднее аппроксимирующего марковского процесса $u_m(t) \neq u(t)$, поэтому в расчетах по формуле (3) задается эмпирическое среднеквадратичное отклонение, равное отношению площадей

$$\sigma_m = \frac{\int_0^T |u_m(t)| dt}{\int_0^T |u(t)| dt}. \quad (6)$$

Результаты расчета и моделирования времени первого пересечения приведены на рис. 3 для удобства их сравнения со сдвигом на $\Delta/2$.



■ Рис. 3. Плотность и функция распределения



■ Рис. 4. Уровни и производные

Оценки первых моментов равны $\hat{m}_\gamma = 2,52$, $\hat{\sigma}_\gamma^2 = 0,11$ (моделирование); $\hat{m}_M = 2,50$, $\hat{\sigma}_M^2 = 0,11$ (усреднение расчетных значений), среднеквадратичное отклонение (6) равно $\sigma_M = 0,8815$; смещение $\delta = \hat{m}_\gamma - \hat{m}_M \approx \Delta/2$.

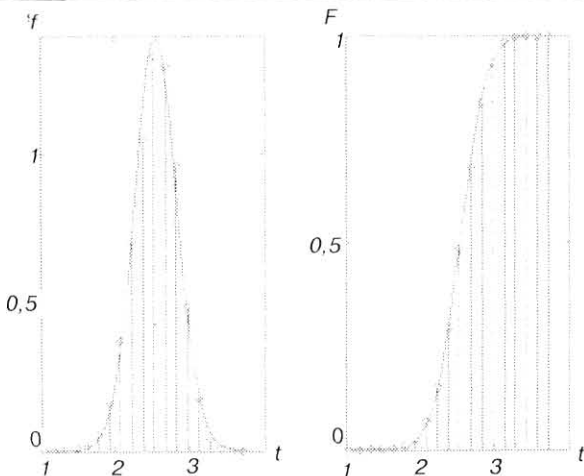
Для процессов с функциями корреляции [13]

$$R(\tau) = \exp(-\tau) \left(\cos \pi\tau + \frac{1}{\pi} \sin \pi\tau \right), \quad (7)$$

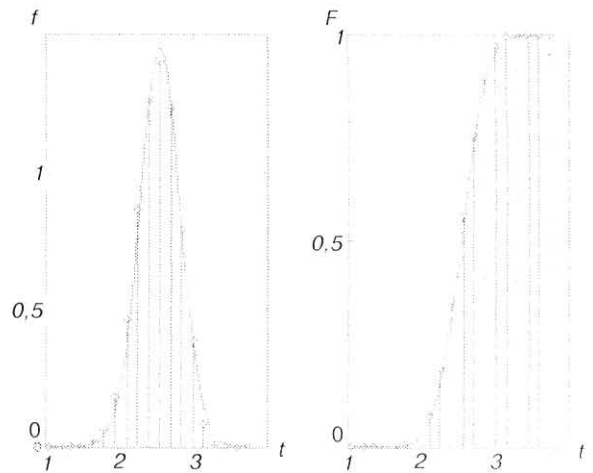
$$R(\tau) = \exp(-\tau) \cos \pi\tau, \quad (8)$$

пересекающими уровень $u(t) = 5 \cos \frac{\pi}{5} t$ (рис. 4, 1), результаты марковского приближения аналогичны.

На рис. 4 показаны преобразования (5) уровня для процессов с функциями (7) и (8), кривые 2, 3 и производные $u'_M(t)$ (кривые 4, 5, 6, соответственно). Плотности и функции распределения для случаев (7) и (8) показаны на рис. 5, 6. Оценки моментов в случае (7) равны $\hat{m}_\gamma = 2,50$, $\hat{\sigma}_\gamma^2 = 0,09$; $\sigma_M = 1,6168$, $\hat{m}_M = 2,48$, $\hat{\sigma}_M^2 = 0,09$; смещение не наблюдается. В случае (8) $\hat{m}_\gamma = 2,42$, $\hat{\sigma}_\gamma^2 = 0,08$; $\sigma_M = 2,1270$; $\hat{m}_M = 2,50$, $\hat{\sigma}_M^2 = 0,09$; смещение $\delta = \hat{m}_\gamma - \hat{m}_M \approx -3\Delta/2$.



■ Рис. 5. Плотность и функция распределения



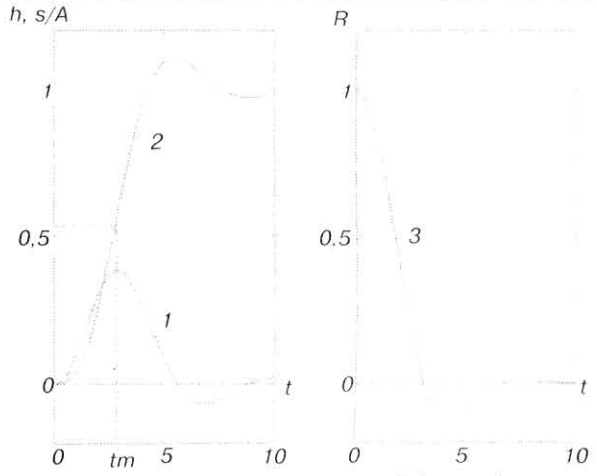
■ Рис. 6. Плотность и функция распределения

В приведенных примерах использовались прецизионные генераторы реализаций стационарных гауссовых процессов, воспроизводящие заданные корреляционные матрицы размером 100×100 с машинной точностью $\approx 10^{-14}$ [12]. Время первого пересечения t моделировалось по выборкам размером $N = 10\,000$ реализаций с интервалом $\Delta = 0,05$ на $m = 100$ узлах.

Симметричная с $\bar{t} = 2,5$ плотность распределения $f, (t)$ представляется естественным описанием пересечения стационарным процессом симметричного уровня. Близость оценок эмпирического марковского приближения к экспериментальным результатам позволяет плотностью (3) аппроксимировать плотность распределения времени прихода импульсного сигнала с симметричным фронтом или симметричной дискриминационной характеристикой, например, сигналов треугольной или трапециевидной формы [4].

Оценивание времени прихода сигнала

Передний фронт реальных сигналов несимметричен. Пусть прямоугольный сигнал $As_0(t)$ в белом шуме преобразуется фильтром нижних ча-



■ Рис. 7. Весовая функция, передний фронт, функция корреляции

стот Баттерворта четвертого порядка с весовой функцией (рис. 7, 1):

$$h(t) = 0,9239 \{ \exp(-0,9239t) \times (\cos 0,3827t + 2,4141 \sin 0,3827t) - \exp(-0,3827t) \times (\cos 0,9239t + 0,4141 \sin 0,9239t) \}.$$

Передний фронт сигнала $s(t)$ на выходе фильтра (рис. 7, 2) имеет максимальную крутизну $kr_{\max} = 0,385A$ в точке $tm = 2,8937$, соответствующей максимуму весовой функции; $s(tm) = 0,5281A$. Функция корреляции стационарного шума на выходе фильтра (рис. 7, 3)

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} h(t)h(t+\tau)dt$$

рассчитана численным интегрированием на интервале $T = 10$.

Временем прихода сигнала можно считать точку пересечения переднего фронта с уровнем $u=A/2$ [10], близким к точке максимальной крутизны. Если положить сигнал равным

$$s_1(t) = s(t) - A/2, \quad (9)$$

то момент $t_c = 2,825$ пересечения $s_1(t)$ с уровнем $u = 0$ становится временем прихода сигнала $s(t)$. Функция $u_m(t)$ в плотности (3) рассматривается преобразованием (5), в котором вектор \mathbf{u} – отсчеты функции $s_1(t)$, взятые с интервалом $\Delta = 0,2$ (51 отсчет). На рис. 8 показан фронт сигнала (9) с амплитудой $A = 3$ (кривая 1), функции $u_m(t)$ и $|u'_m(t)|$ (кривые 2, 3), реализация фронта сигнала $s(t)$ в шуме (кривая 4), приведение реализации $u_m(t)$ к марковскому шуму (кривая 5).

На интервале $t < 2$ (см. рис. 8, 2) наблюдается выброс функции $u_m(t)$, объясняющийся несимметричностью сигнала (9) относительно нуля. Оператор марковского преобразования (4), записанный для симметричных корреляционных матриц, адекватен для симметричного фронта сигнала. Искажение функции $|u'_m(t)|$ (см. рис. 8, 3) приводит к характерным погрешностям расчета плот-

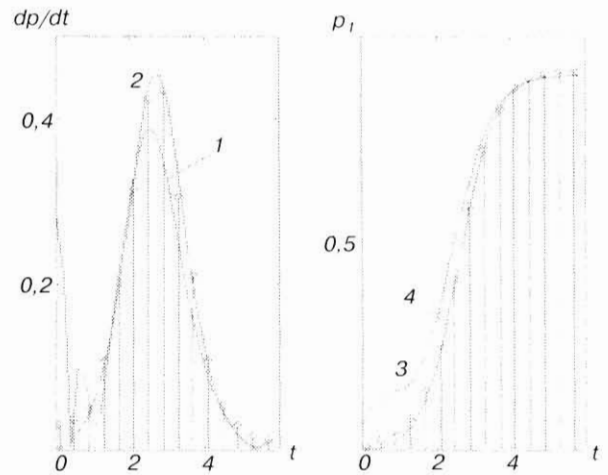


Рис. 9. Характеристики времени прихода

ности и функции распределения на начальном отрезке (рис. 9, кривые 1, 3).

С вероятностью $p \approx 0,06$ сигнал с амплитудой $A = 3$ при $t = 0$ превосходит уровень пересечения (в данном примере количество таких реализаций $k = 668$ из $N = 10\,000$). Время прихода фиксировалось как пересечение снизу вверх, поэтому вероятность пересечения на интервале $T = 10$ не достигает единицы.

Если в марковской модели вместо фронта $u_m(t)$ задать исходный фронт $u(t) = s_1(t)$ (см. рис. 8, 1) с производной $|u'(t)|$ (см. рис. 8, 6), искажения исчезают (рис. 9, кривые 2, 4). Плотность распределения (3) при этом принимает вид

$$f_m(t) \approx \frac{|u'(t)|}{\sqrt{2\pi\sigma_m}} \exp\left(-\frac{u^2(t)}{2\sigma_m^2}\right), \quad (10)$$

коэффициент ν оказывается равным единице. Погрешность марковской модели сводится к некоторому смещению оценки среднего времени прихода и завышению оценки дисперсии: $\hat{t}_m = 2,92$, $\hat{t}_c = 2,84$, $t_c = 2,825$; $\hat{\sigma}_m^2 = 1,089$; $\hat{\sigma}_m^2 = 1,717$.

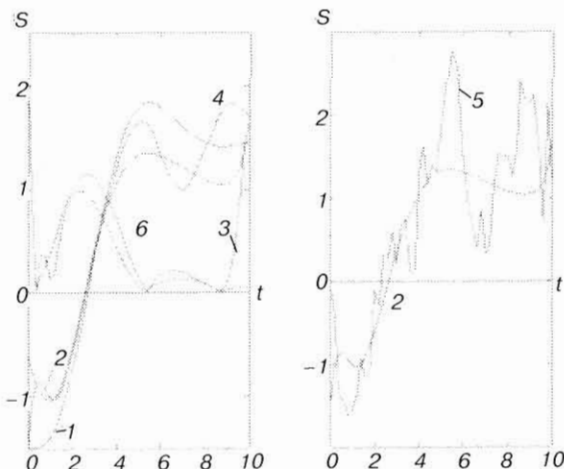


Рис. 8. Фронты сигнала

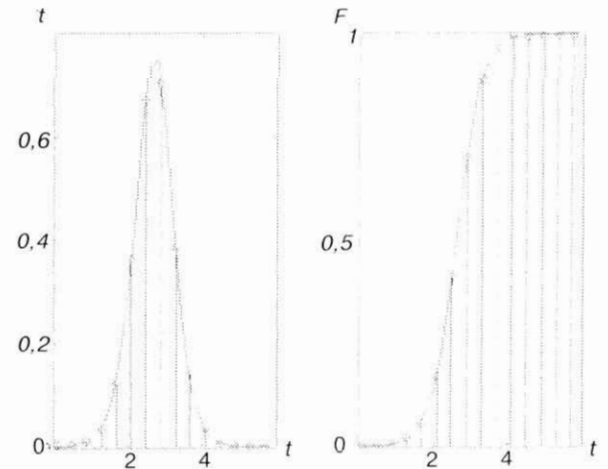


Рис. 10. Характеристики времени прихода

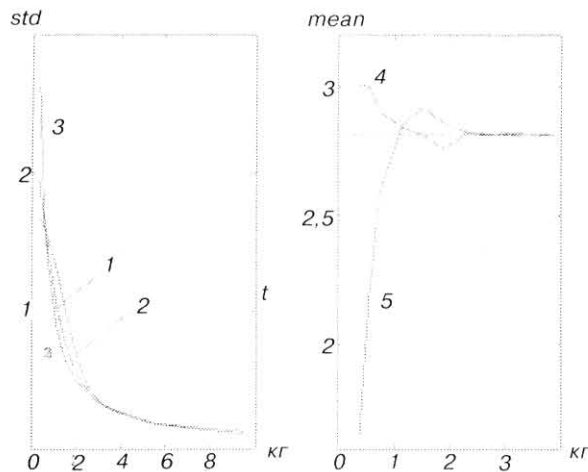


Рис. 11. Оценки среднеквадратичного отклонения и среднего времени прихода

Замена фронта $u_m(t)$ фронтом $u(t)$ исключает искажения плотности распределения и при большом отношении сигнал – шум. На рис. 10 показаны характеристики времени прихода t и F при амплитуде $A = 5$ (они не являются плотностью и функцией распределения, так как около 60 реализаций из 10 000 превышают уровень при $t = 0$).

В таблице и на рис. 11 приведены примеры оценок первых моментов времени прихода при нескольких значениях крутизны фронта $kr = 0,38A$, $\sigma^2 = 1$.

Оценки среднеквадратичного отклонения (функция std) близки при $kr \geq 3$, при меньших значениях крутизны марковская модель дает завышенные оценки: $\hat{t}_m > \hat{t}_3$ (см. рис. 11, кривые 1, 2). Средние значения оценок (функция $mean$) устанавливаются близкими к $t_c = 2,825$ при $kr \geq 2,5$ (см. рис. 11, кривые 4, 5); среднее t_m смещено примерно на $\Delta/2$. Усреднение t_m расчетных значений при $kr < 2$ приводит к большим погрешностям (см. рис. 11, кривая 5).

При крутизне несимметричного фронта (дискриминационной характеристики) $kr \geq 3$ плотность распределения (10) не противоречит экспериментальным данным.

В известной линейной модели фронта сигнала [10, 13] считается

$$t \in N(t_c, 1/kr). \quad (11)$$

Среднеквадратичное отклонение $\sigma = 1/kr$ (рис. 11, кривая 3) может служить оценкой σ , снизу при $kr > 1$, но гауссово распределение (11) не адекватно плотностям (3) и (10), например, по коэффициенту эксцесса $\gamma_2, \approx 3$ при $kr \leq 10$. Плотность $f_3(t)$ можно аппроксимировать суммой вида ряда Эдварта [13]:

Таблица

kr	0,38	0,76	1,52	1,90	2,28	2,66	3,42	3,80
\hat{t}_3	3,013	2,900	2,814	2,811	2,818	2,813	2,816	2,814
\hat{t}_m	1,541	2,503	2,821	2,760	2,727	2,717	2,716	2,717
$\hat{\sigma}_3^2$	3,734	2,034	0,594	0,351	0,226	0,160	0,093	0,074
$\hat{\sigma}_m^2$	2,792	2,299	1,070	0,567	0,296	0,175	0,091	0,072

$$f_a(t) = f_0(t) \sum_{i=0}^k b_i H_i(\tilde{t}), \quad f_0(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\hat{\sigma}}} \exp\left(-\frac{(t-\hat{m})^2}{2\hat{\sigma}^2}\right),$$

$$\tilde{t} = t/\hat{\sigma}; \quad (12)$$

$H_0(t) = 1, H_1(t) = t, H_2(t) = t^2 - 1, H_3(t) = t^3 - 3t, H_4(t) = t^4 - 6t^2 + 3$ – полиномы Чебышева – Эрмита. Оценивание коэффициентов методом наименьших квадратов в 19 узлах с интервалом $\Delta = 0,15$ дает для процессов с типовыми функциями корреляции $b_0 \neq 0, \hat{b}_1 \neq 0, \hat{b}_2 \neq 0, \hat{b}_3 \neq 0, \hat{b}_i \approx 0$ при $i \geq 4$. Аппроксимирующая плотность (12) записывается как

$$f_a(t) = \frac{c_0 + c_1\tilde{t} + c_2\tilde{t}^2 + c_3\tilde{t}^3 + c_4\tilde{t}^4}{\sqrt{2\pi\hat{\sigma}}} \exp\left(-\frac{(t-\hat{m})^2}{2\hat{\sigma}^2}\right),$$

где $c_0 = b_0 - b_2 + 3b_4, c_1 = b_1 - 3b_3, c_2 = b_2 - 6b_4, c_3 = b_3, c_4 = b_4$.

Закключение

При оценивании времени прихода сигнала по пересечению переднего фронта аппроксимация гауссова шума на выходе фильтра Баттерворта марковским процессом потребовала внесения поправок в общую модель, адекватную симметричным пересекаемым уровням. Асимметрия переднего фронта сигнала может компенсироваться соответствующим заданием дискриминационной характеристики, и поправки могут не понадобиться. Плотность распределения (10) достаточно проста для инженерных расчетов.

Литература

1. Тихонов В. И., Хименко В. И. Проблема пересечений уровней случайными процессами // Радиотехнические приложения. Радиотехника и электроника. – 1998. Т. 43. – № 5. – С. 501 – 523.
2. Тихонов В. И., Хименко В. И. Выбросы траекторий случайных процессов. – М.: Наука. – 304 с.
3. Свешников А. А. Прикладные методы теории случайных функций. – Л.: Судпромгиз, 1961. – 252 с.
4. Митяшев Б. Н. Определение временного положения импульсов при наличии помех. – М.: Советское радио, 1962. – 199 с.
5. Тихонов В. И., Миронов М. А. Марковские процессы. – М.: Советское радио, 1977. – 488 с.
6. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. – М.: Советское радио, 1978. – 296 с.
7. Бакулев П. А., Степин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
8. Мирошин Р. Н. Пересечения кривых гауссовскими процессами. – Л.: Изд-во ЛГУ, 1981. – 212 с.
9. Потемкин В. Г. Система MATLAB: Справ. пособ. – М.: Диалог – МИФИ, 1997. – 350 с.
10. Тихонов В. И. Нелинейные преобразования случайных процессов. – М.: Радио и связь, 1986. – 296 с.
11. Воробьев С. Н. Пересечение гауссовым марковским процессом детерминированного уровня // Информационно-управляющие системы. – 2004. – № 2. – С. 16–20.
12. Воробьев С. Н. Эффективное обнаружение детерминированных сигналов. СПб.: Изд-во ГУАП, 2003. – 139 с.
13. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. – М.: Советское радио, 1966. – 677 с.

УДК 515.317.1

ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ СБОРА ИНФОРМАЦИИ

Г. Н. Мальцев,

доктор техн. наук, профессор

Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского

Приводятся методика и результаты расчетов потенциальной разрешающей способности наземных оптико-электронных систем, формирующих изображения с естественной (пассивный режим) и лазерной (активный режим) подсветкой. Полагается, что при естественной подсветке формируются некогерентные изображения, а при лазерной подсветке – спекл-изображения, по которым оценивается форма наблюдаемого объекта. Разрешающая способность определяется по величине порогового контраста. Показано, что предельная разрешающая способность в пассивном режиме в два раза выше, чем в активном, однако при сильных атмосферных фазовых искажениях и сглаживании изображений матричным фотоприемником разрешающая способность в пассивном и активном режимах практически совпадает.

The methodic and results of computation of the potential resolution of ground optical optoelectronic systems, which forming of images with natural (passive regime) and laser (active regime) illumination, are presented. Thinks that at natural illumination the non-coherent images are forming and at laser illumination the speckle-images are forming and by then the form of observing objects is estimated. The resolving power is estimated by value of threshold contrast. Shows that the limiting resolution at passive regime at two times higher that at active regime, but at strong atmosphere phase distortions and image smoothing by matrix photodetector the resolution at passive and active regimes practically conform.

Оптико-электронные системы (ОЭС) сбора информации получают широкое распространение при решении задач наблюдения и распознавания удаленных объектов, измерения параметров их движения, наведения и целеуказания. Основной информационной характеристикой ОЭС, предназначенных для наблюдения и распознавания объектов по регистрируемым изображениям, является разрешающая способность, определяемая как способность системы воспроизводить изображения штрихов специального тест-объекта (миры) [1–3]. Такой подход к определению потенциальной разрешающей способности ОЭС обусловлен преимущественным использованием при распознавании объектов по оптическим изображениям дешифрирования – неавтоматизированной обработки специально подготовленными операторами-дешифровщиками, по крайней мере, на этапе принятия решений.

Для аналитической оценки потенциальной разрешающей способности ОЭС при дешифрировании изображений общепринятым является использование метода порогового контраста, основанного на решении частотно-контрастного уравнения (разрешающая способность по Фуко) [1, 4]. Первоначально эта методика была сфор-

мулирована для оптических систем с фотографической регистрацией некогерентных изображений. С развитием матричных фотоприемных устройств она была распространена на оптические системы с оптико-электронной регистрацией изображений. Дальнейшее обобщение этого метода состоит в его распространении на ОЭС, формирующие изображения наблюдаемых объектов с лазерной подсветкой. При лазерной подсветке наблюдаемых объектов в ОЭС регистрируются спекл-изображения с пятенной структурой [5, 6], однако в предположении, что при дешифрировании спекл-изображений действуют те же закономерности зрительного восприятия, что и при дешифрировании некогерентных изображений, можно с учетом свойств спекл-изображений распространить метод порогового контраста и на этот режим наблюдения.

Введение в структуру ОЭС канала лазерной подсветки не исключает возможности наблюдения объектов и в естественной подсветке [7], поэтому будем полагать, что анализируемая ОЭС сбора информации используется для наблюдения объектов и с естественной, и с лазерной подсветкой. Наблюдение с лазерной подсветкой соответствует активному режиму работы, а наблюдение

с естественной подсветкой – пассивному режиму. Распространение метода порогового контраста на ОЭС, формирующие спекл-изображения, позволяет получить сопоставимые оценки потенциальной разрешающей способности ОЭС с заданными характеристиками в активном и пассивном режимах работы, в том числе с учетом атмосферных искажений, влияющих на разрешающую способность наземных оптических систем.

Для сравнения разрешающей способности ОЭС в пассивном и активном режимах работы необходимо при выбранных характеристиках ОЭС решать частотно-контрастное уравнение для случаев формирования некогерентных изображений и спекл-изображений. В общем случае частотно-контрастное уравнение имеет вид

$$CT(\kappa) = K_{\text{пор}}(\kappa), \quad (1)$$

где C – контраст тест-объекта (миры); $T(\kappa)$ – частотно-контрастная характеристика (ЧКХ) сквозного тракта формирования изображения (включая среду распространения); $K_{\text{пор}}(\kappa)$ – пороговая характеристика системы регистрации, учитывающая влияние всех значимых источников зашумления регистрируемого изображения и пороговое отношение сигнал/шум зрительного анализатора. Разрешающей способности соответствует пространственная частота κ_0 , являющаяся наименьшим корнем уравнения (1).

С пространственной частотой κ_0 может быть связано линейное разрешение на наблюдаемом объекте

$$\Delta l = R / (\kappa_0 F),$$

где R – расстояние до объекта, F – фокусное расстояние оптической системы. Кроме того, с нормированной пространственной частотой $\kappa_0 \lambda F / D$, где λ – рабочая длина волны, D – диаметр апертуры оптической системы, удобно сравнивать другие показатели качества оптических систем – коэффициент Штреля, эквивалентный диаметр приемной апертуры [8].

Были выполнены расчеты разрешающей способности ОЭС по величине порогового контраста при формировании изображений с естественной и лазерной подсветкой в условиях атмосферных фазовых искажений.

При решении частотно-контрастного уравнения (1) для случая формирования некогерентных оптических изображений использовались ЧКХ сквозного тракта

$$T(\kappa) = T_0(\kappa)T_\varphi(\kappa)T_{\text{прм}}(\kappa) \quad (2)$$

и пороговая характеристика

$$K_{\text{пор}}(\kappa) = \frac{\pi}{4} \sqrt{K_{\text{пор.з}}^2(\kappa) + K_{\text{пор.ф}}^2(\kappa) + K_{\text{пор.д}}^2(\kappa)}, \quad (3)$$

где $T_0(\kappa)$ – ЧКХ некогерентной оптической системы; $T_\varphi(\kappa)$ – ЧКХ среды распространения, учитывающая действующие фазовые искажения; $T_{\text{прм}}(\kappa)$ – ЧКХ матричного фотоприемника; $K_{\text{пор.з}}(\kappa)$ – пороговая характеристика зрительного анализатора; $K_{\text{пор.ф}}(\kappa)$ – пороговая характеристика флуктуационного шума регистрации; $K_{\text{пор.д}}(\kappa)$ – пороговая характеристи-

ка шума дискретизации изображения матричным фотоприемником. Коэффициент $\pi/4$ соответствует переходу от прямоугольных пространственных частот миры, для которых определяются составляющие пороговой характеристики $K_{\text{пор}}(\kappa)$, к синусоидальным.

При решении частотно-контрастного уравнения для случая формирования спекл-изображений использовались ЧКХ сквозного тракта

$$T(\kappa) = T_\varphi(\kappa)T_\psi(\kappa)T_{\text{прм}}(\kappa) \quad (4)$$

и пороговая характеристика

$$K_{\text{пор}}(\kappa) = \frac{\pi}{4} \times \sqrt{K_{\text{пор.з}}^2(\kappa) + K_{\text{пор.ф}}^2(\kappa) + K_{\text{пор.д}}^2(\kappa) + K_{\text{пор.сп}}^2(\kappa)}, \quad (5)$$

отличающиеся от соответствующих характеристик (2) и (3) для случая формирования некогерентных оптических изображений использованием вместо ЧКХ $T_0(\kappa)$ эквивалентной ЧКХ оптической системы, $T_\psi(\kappa)$, формирующей спекл-изображения, и введением в пороговую характеристику составляющей $K_{\text{пор.сп}}(\kappa)$ – пороговой характеристики спекл-шума.

В качестве ЧКХ оптической системы $T_0(\kappa)$ использовалась оптическая передаточная функция (ОПФ) безабберационной некогерентной оптической системы с круглой апертурой диаметром D :

$$T_0(\kappa) = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \left[\arccos\left(\frac{\kappa \lambda F}{D}\right) - \frac{\kappa \lambda F}{D} \sqrt{1 - \left(\frac{\kappa \lambda F}{D}\right)^2} \right], & \kappa \leq \frac{D}{\lambda F}, \\ 0, & \kappa > \frac{D}{\lambda F}. \end{cases} \quad (6)$$

ЧКХ среды распространения задавалась в виде

$$T_\varphi(\kappa) = \exp\left[-\frac{1}{2} D_\varphi \left(\frac{\kappa \lambda F}{D}\right)\right], \quad (7)$$

где $D_\varphi(\rho)$ – структурная функция действующих фазовых искажений, приведенных к плоскости приемной апертуры. Атмосферные фазовые искажения описывались структурной функцией

$$D_\varphi(\rho) = 6,88 \left(\frac{\rho}{r_0}\right)^{5/3} \left[1 - Q\left(\frac{\rho}{D}\right)\right]^{1/3}, \quad (8)$$

где r_0 – радиус когерентности искажений (радиус Фрида). Степень атмосферных фазовых искажений характеризует отношение D/r_0 . При $Q = 0$ использованная структурная функция (8) соответствует атмосферным искажениям при «длинной» экспозиции, при $Q = 1$ – атмосферным искажениям при «короткой» экспозиции.

Использование «короткой» экспозиции рассматривалось в качестве простейшего метода повышения разрешающей способности оптических систем, формирующих изображения в условиях атмосферных искажений [8]. При экспозиции (здесь под экспозицией понимается выдержка при регистрации) порядка 10–20 мс для крупно-

масштабных фазовых искажений выполняется условие «замороженности». Эти искажения обуславливают смещения изображения наблюдаемого объекта в целом и разрешающая способность по сравнению с «длинной» экспозицией улучшается.

Эквивалентная ЧКХ оптической системы при формировании спекл-изображений задавалась в виде

$$T_{\Theta}(k) = \begin{cases} T_0(k), k \leq \frac{\sqrt{S}}{2\lambda F}, \\ 0, k > \frac{\sqrt{S}}{2\lambda F}, \end{cases} \quad (9)$$

где $T_0(k)$ – ОПФ некогерентной оптической системы (6). Ограничение пространственных частот огибающей, передаваемых оптической системой при формировании спекл-изображений, частотой $k = \sqrt{S}/(2\lambda F)$ соответствует дифракционному ограничению разрешающей способности когерентных оптических систем [5] и обусловлено дискретностью представления огибающей спекл-изображения регистрируемой пятенной структурой.

Пространственную дискретизацию изображения при регистрации его матричным фотоприемником описывает ЧКХ

$$T_{\text{прм}}(k) = \frac{\sin(\pi ka)}{\pi ka}, \quad (10)$$

где a – линейный размер элемента матрицы. Соотношение между размером элемента матрицы и размером дифракционного элемента разрешения (пятна спекл-структуры) характеризует коэффициент $k = aD/(\lambda F)$.

Шумы зрительного анализатора полагались постоянными во всем диапазоне пространственных частот: $K_{\text{пор,з}} = 0,02$ при $0 \leq k \leq D/(\lambda F)$. Такое описание шумов зрительного анализатора соответствует предположению, что дешифровщик может выбирать удобные для него яркость экрана, время экспозиции и другие характеристики условий наблюдения [1, 4].

Флуктуационный шум матричного фотоприемника при регистрации изображения тест-объекта типа штриховой миры описывался пороговой характеристикой

$$K_{\text{пор,ф}}(k) = \frac{q_{\text{пор}} \sqrt{2}\sigma_{\text{ф}}^k}{1,3g \sqrt{N}}, \quad (11)$$

где $q_{\text{пор}}$ – пороговое отношение сигнал/шум зрительного анализатора; g – градиент воспроизведения тонов; $\sigma_{\text{ф}}$ – эффективное значение флуктуационного шума в элементе матричного фотоприемника (аналог постоянной Селвина фотопленки); N – число штрихов тест-объекта.

Шум пространственной дискретизации (пикселизации) изображения описывался пороговой характеристикой

$$K_{\text{пор,д}}(k) = \frac{q_{\text{пор}} \sin[\pi(ka - 1)]}{1,3g \pi(ka - 1)}, \quad (12)$$

где a – линейный размер элемента матрицы (пикселя), в пределах которого происходит осреднение регистрируемой интенсивности изображения.

Спекл-шум, обусловленный пятенной структурой регистрируемого спекл-изображения, описывался пороговой характеристикой

$$K_{\text{пор,сп}}(k) = \frac{q_{\text{пор}} \pi k \lambda F}{1,3g 10\sqrt{S}} [T_0(k)]^{-1/2}, \quad (13)$$

где $T_0(k)$ – ОПФ некогерентной оптической системы (6); S – площадь приемной апертуры.

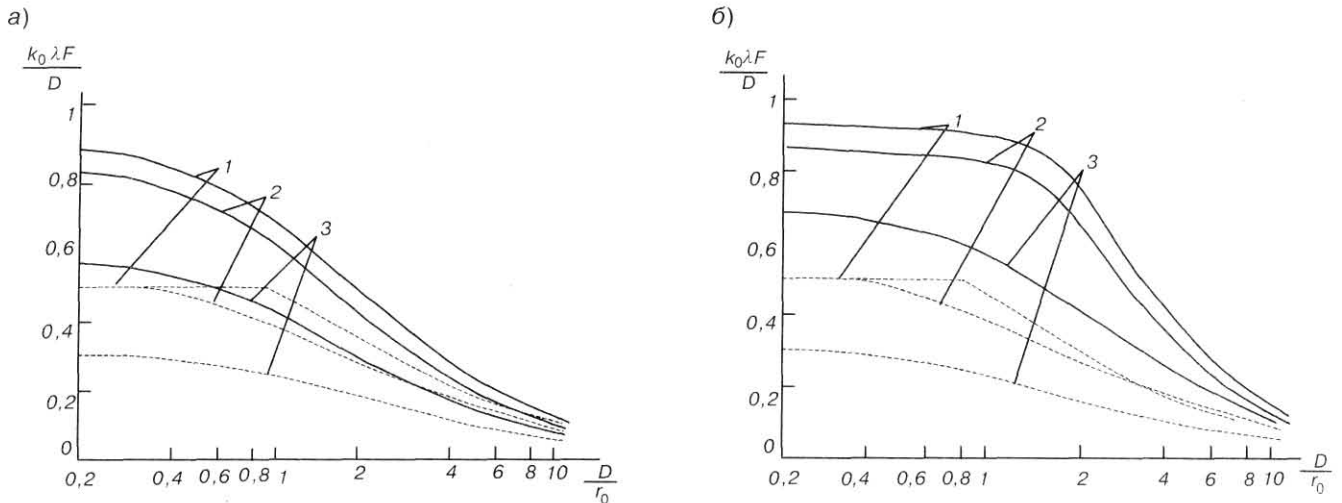
Приведенная пороговая характеристика спекл-шума (13) получена исходя из анализа статистических свойств спекл-изображений [5, 6] и соответствует нормированному среднеквадратическому значению пространственного спектра спекл-шума на пространственной частоте k в спекл-изображении пятиштриховой миры ($N = 5$).

Следует отметить, что в реальных условиях применения ОЭС сбора информации могут иметь место и другие источники искажений пространственного спектра формируемого изображения и шумов регистрации. Они также могут учитываться в ЧКХ (2), (4) и пороговых характеристиках (3), (5) при решении частотно-контрастного уравнения (1). Так, могут быть введены ЧКХ смаза, дефокусировки и других факторов, в тех или иных условиях значимых для определения разрешающей способности ОЭС [9].

При расчетах полагалось: $D/F = 1; 10$, $\lambda = 0,5$ мкм, $q_{\text{пор}} = 2$, $\sigma_{\text{ф}} = 0,5$ мкм, $g = 2$, и варьировались параметры C , D/r_0 и k . Учет величин D/F и λ имеет значение, поскольку при переходе к нормированной пространственной частоте $k\lambda F/D$ появляется зависимость пороговой характеристики флуктуационного шума от относительного отверстия оптической системы D/F и рабочей длины волны λ .

Рис. 1 иллюстрирует влияние атмосферных искажений на разрешающую способность ОЭС при формировании изображений в пассивном и активном режимах работы. Здесь показаны зависимости нормированной пространственной частоты $k_0\lambda F/D$ от отношения D/r_0 при различном контрасте наблюдаемого объекта и формировании изображений с «длинной» (а) и «короткой» (б) экспозицией. Полагалось $k = 0,1$. Кривые 1 соответствуют сильноконтрастным ($C = 1$), кривые 2 – среднеконтрастным ($C = 0,6$), кривые 3 – слабоконтрастным ($C = 0,2$) объектам, сплошные линии соответствуют пассивному режиму работы (некогерентные изображения), штриховые линии – активному режиму работы (спекл-изображения).

При $D/r_0 < 0,2$ в случае «длинной» экспозиции и при $D/r_0 < 0,6$ в случае «короткой» экспозиции нормированная пространственная частота $k_0\lambda F/D$ приближается к своим предельным значениям, соответствующим отсутствию атмосферных искажений. При формировании некогерентных изображений имеет место заметный выигрыш в разрешающей способности при регистрации изображений с «короткой» экспозицией по сравнению с «длинной» экспозицией, в то время как при формировании спекл-изображений зависимости $k_0\lambda F/D$ от D/r_0 для «длинной» и «короткой» экспозиции практически совпадают. Это свидетель-



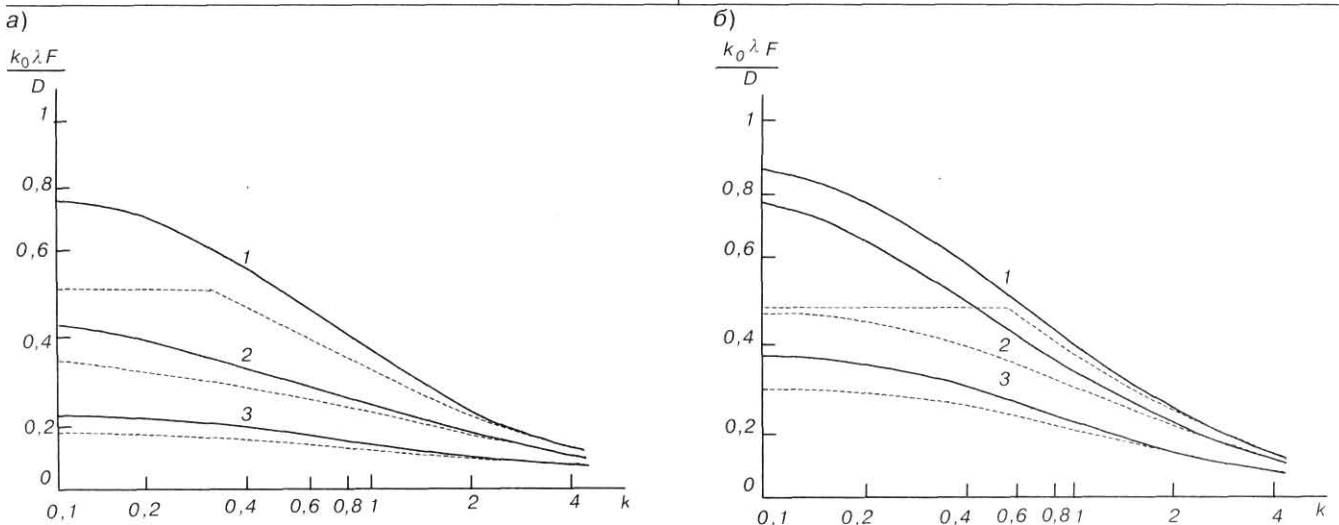
■ Рис. 1. Влияние на разрешающую способность ОЭС действующих атмосферных искажений: а – при «длинной» экспозиции; б – при «короткой» экспозиции

стует о том, что при формировании спекл-изображений использование «короткой» экспозиции для повышения разрешающей способности неэффективно. В той области значений D/r_0 , где при формировании некогерентных изображений «короткая» экспозиция позволяет повысить разрешающую способность, при формировании спекл-изображений доминирующее влияние на разрешающую способность оказывает спекл-шум. При этом влияние спекл-шума оказывается более значительным, чем ограничение пространственных частот огибающей спекл-изображения, передаваемых эквивалентной ЧКХ (9), которое проявляется только в случае сильноконтрастных объектов и при слабых атмосферных искажениях ($D/r_0 < 0,6$).

Рис. 2 иллюстрирует влияние шума пространственной дискретизации на разрешающую способность ОЭС при формировании изображений в пассивном и активном режимах работы. Здесь показаны зависимости нормированной пространственной частоты $k_0 \lambda F / D$ от коэффициента k , характеризующего степень сглаживания изображе-

ния матричным фотоприемником, при различной степени атмосферных фазовых искажений и формировании изображений с «длинной» (а) и «короткой» (б) экспозицией. Полагалось $S = 1$. Кривые 1 соответствуют слабым атмосферным искажениям ($D/r_0 = 0,5$), кривые 2 – средним искажениям ($D/r_0 = 2$), кривые 3 – сильным искажениям ($D/r_0 = 5$), сплошные линии соответствуют пассивному режиму работы (некогерентные изображения), штриховые линии – активному режиму работы (спекл-изображения).

Шум пространственной дискретизации оказывает определяющее влияние на разрешающую способность ОЭС при $k > 1$, когда значения нормированной пространственной частоты $k_0 \lambda F / D$, соответствующей формированию некогерентных изображений и спекл-изображений, практически совпадают. При уменьшении k в области $k < 1$ разрешающая способность при формировании некогерентных изображений увеличивается и стремится к своим предельным значениям, соответствующим уровню действующих атмосферных фазовых



■ Рис. 2. Влияние на разрешающую способность ОЭС степени сглаживания изображения матричным фотоприемником: а – при «длинной» экспозиции; б – при «короткой» экспозиции

искажений, а при формировании спекл-изображений разрешающая способность насыщается в области $k_0 \lambda F / D \leq 0,5$ вследствие доминирующего влияния спекл-шума. При этом ограничение пространственных частот огибающей спекл-изображения, передаваемых эквивалентной ЧКХ (6), проявляется только в случае сильноконтрастных объектов и при слабой степени сглаживания изображения матричным фотоприемником ($k < 0,4$ при «длинной» экспозиции и $k < 0,6$ при «короткой» экспозиции).

Приведенные соотношения позволяют с единых позиций проводить анализ потенциальных характеристик и информационных возможностей ОЭС, формирующих некогерентные изображения наблюдаемых объектов в пассивном режиме и спекл-изображения в активном режиме. Результаты расчетов показывают, что в различных условиях наблюдения соотношение между разрешающей способностью в пассивном и активном режимах работы может быть различным. Активный режим, обладая преимуществами с точки зрения возможности управления излучением подсветки и работы при больших уровнях фонового шума, вследствие пятенной структуры формируемых спекл-изображений всегда проигрывает пассивному режиму в разрешающей способности. Предельная разрешающая способность при формировании некогерентных изображений в два раза выше, чем при формировании спекл-изображений. Однако при определенных условиях (сильные атмосферные искажения, высокая степень сгла-

живания изображений матричным фотоприемником) разрешающая способность систем с некогерентной и когерентной подсветкой практически совпадает, оставаясь при этом далекой от своих предельных значений.

Литература

1. Кононов В. И., Федоровский А. Д., Дубинский Г. П. Оптические системы построения изображений. – Киев: Техника, 1981. – 134 с.
2. Зега Э. П., Иванов А. П., Кацев И. Л. Перенос изображения в рассеивающей среде. – Минск: Наука и техника, 1985. – 328 с.
3. Креопалова Г. В., Лазарева Н. Л., Пуряев Д. Т. Оптические измерения. – М.: Машиностроение, 1987. – 264 с.
4. Живичин А. Н., Соколов В. С. Дешифрирование оптических изображений. – М.: Недра, 1980. – 254 с.
5. Гудмен Д. Статистическая оптика / Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 528 с.
6. Матвеев И. Н., Протопопов В. В., Троицкий И. Н., Устинов Н. Д. Лазерная локация. – М.: Машиностроение, 1984. – 272 с.
7. Воробьев В. И. Оптическая локация для радиоинженеров. – М.: Радио и связь, 1983. – 176 с.
8. Устинов Н. Д., Матвеев И. Н., Протопопов В. В. Методы обработки оптических полей в лазерной локации. – М.: Наука, 1983. – 272 с.
9. Якушков Ю. Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов. – М.: Машиностроение, 1989. – 360 с.

Ю. П. Иванов, В. Г. Никитин, В. Ю. Чернов

Контроль и диагностика измерительно-вычислительных комплексов: Учеб. пособие / СПб.: СПбГУАП, 2004. – 98 с.: ил. ISBN 5-8088-0114-1

Изложены основные понятия, задачи, методы и способы контроля и диагностики технического состояния измерительно-вычислительных комплексов летательных аппаратов. Описаны обобщенная структура и основные характеристики систем контроля, основные показатели достоверности контроля и ее составляющие, а также выбор допусков на параметры контроля и методы принятия решений в процессе контроля. Рассмотрены методы, аппаратные и программные средства цифровых измерительно-вычислительных комплексов с помощью систем встроенного контроля и диагностики.

Предназначено для студентов, обучающихся по специальностям 190300 «Авиационные приборы и измерительно-вычислительные комплексы», 131000 «Техническая эксплуатация авиационных электросистем и пилотажно-навигационных комплексов», а также магистров по направлению 5515 «Приборостроение» и бакалавров по направлению 5520 «Эксплуатация авиационной и космической техники».

В. П. Иванов
В. Г. Никитин
В. Ю. Чернов

КОНТРОЛЬ И ДИАГНОСТИКА
ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ
КОМПЛЕКСОВ



УДК 681.518

СПЛАЙН-ИНТЕРПОЛЯЦИЯ ВЫСОТ РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕКТОРНЫХ ГЕОДАННЫХ

Д. Н. Самотонин,

канд. техн. наук, доцент

Военный университет противовоздушной обороны (филиал, г. Санкт-Петербург)

С. И. Биденко,

доктор техн. наук

Главное управление навигации и океанографии Министерства обороны РФ

Статья посвящена обоснованию способа интерполяции высот рельефа для построения профилей местности с использованием векторных геоданных. Предложенный способ базируется на применении эрмитова сплайна и обеспечивает устранение некорректных осцилляций функции интерполяции рельефа, влияющих на погрешности вычислений при математическом моделировании процесса распространения радиоволн. Данный способ сплайн-интерполяции может быть использован при разработке специального программного обеспечения автоматизированных систем управления средствами радиолокации, навигации, связи и т. д.

This article proves the interpolational method for constructing terrestrial relief profiles with the help of vector geospatial data. The proposed method is based on hermitian spline and allows to eliminate incorrect relief interpolational oscillations which have miscalculation effects on mathematical simulation of radio-waves propagation. This spline-interpolational method may be used for a special software development for automated control systems of radiolocation and navigation means, communication facilities and so on.

Введение

Быстрое развитие геоинформационных технологий и накопленный опыт широкого их использования при решении различных прикладных задач создали предпосылки для повышения уровня автоматизации управления радиотехническими средствами и системами (РТС). В частности, разработка рациональных решений по управлению РТС может быть основана на результатах оценивания эффективности их применения при выполнении поставленных перед ними задач, которое базируется на прогнозировании зон видимости (ЗВ) с учетом влияния геометрических и радиофизических свойств местности (подстилающей поверхности) [1]. При этом данные о свойствах подстилающей поверхности могут быть получены из цифровых карт местности (ЦКМ).

В наибольшей степени потребность в применении картографических и геоинформационных методов возникает при проектировании (планировании размещения на местности) РТС в новых районах их применения. В этом случае прогнози-

рование ЗВ РТС основано на моделировании процесса распространения радиоволн. Адекватность такого моделирования во многом зависит от достоверности информации об экранирующих препятствиях и монотонно связана с точностью представления (определения) высот рельефа на профиле местности, вдоль которого распространяются радиоволны [2].

В существующих неавтоматизированных методиках проведения топографической обработки позиции РТС профили местности снимаются по дискретно заданному множеству азимутов. В случаях отсутствия возможности проведения рекогносцировки местности в районе планируемой позиции данные подходы основываются на использовании традиционных бумажных карт. При этом на первом этапе точки на карте, между которыми необходимо построить профиль, соединяют прямой линией. Характерные точки пересечения построенной линии с картографическими объектами, определяющими высоты рельефа, переносят на специальную профильную бумагу. На втором этапе полученные характерные точки рельефа

соединяют плавной кривой. Такой способ позволяет определять высоты рельефа на анализируемом профиле, но при этом отличается высокой трудоемкостью, имеет неоднозначную трактовку и малоприменим для автоматизации последующих расчетов.

В условиях применения ЦКМ автоматизация построения профиля местности стала возможной благодаря использованию методов геоинформационного картографирования и моделирования. В настоящее время в силу своей дешевизны наибольшее распространение получил картометрический подход к созданию ЦКМ. При таком подходе ЦКМ составляются на основе сканирования бумажного картматериала и векторизации картографических объектов. Далее ЦКМ формируются в виде компьютерных информационных единиц – файлов, данные которых соответствуют по содержанию и точности исходным листам карт. В результате файлы векторных ЦКМ содержат географические объекты различных типов локализации (например, для объектов рельефа: точечные – отметки высот рельефа, линейные – горизонталы, площадные – водоемы с известным урезом высоты и др.).

Очевидно, что использование векторных географических данных о рельефе местности позволяет без большого труда автоматизировать первый этап неавтоматизированных методик построения профиля местности, заключающийся в формировании массива характерных точек с известной высотой рельефа. Для реализации второго этапа методик (построения плавной кривой) необходимо использовать специальную функцию гладкого восполнения (интерполяции) рельефа на локальных участках между характерными точками профиля с известными высотами (узлами интерполяции). Для корректного гладкого восполнения высот рельефа рассмотрим требования к его интерполяции.

Требования к интерполяции высот рельефа

Требования к гладкому восполнению высот рельефа на локальной участке профиля местности между узлами интерполяции могут обуславливаться следующими соображениями. В условиях рассматриваемой интерполяционной задачи высоты рельефа на локальных участках не могут быть определены однозначно. Тем не менее степень данной неопределенности может быть снижена за счет введения пороговых ограничений на выбросы высот рельефа на локальных участках профиля. Данные ограничения однозначно определяют дискретность высот изолиний (шагом горизонталей), присутствующих в ЦКМ в виде картографических объектов. Кроме этого, обобщенные результаты статистического анализа в геологии показывают, что форма земной поверхности в целом обладает геометрическим свойством плавности [3]. При этом по положению четырех смежных горизонталей всегда можно судить о степени выпуклости или вогнутости плавной кривой на среднем локальном участке произвольного профиля местности. Тогда, если считать погрешность представления картографических объектов в карте незначительной, целесообразно

выделить следующие требования к функции интерполяции высот рельефа на профиле местности.

1. Значения функции в узлах интерполяции должны определяться в соответствии с данными о высотах рельефа, задаваемых картографическими объектами ЦКМ, которые пересекает линия профиля местности.

2. Отклонение значений (вариация) функции на локальных участках между узлами интерполяции не должно превышать порогов, определяемых дискретностью представления высот горизонталей в ЦКМ.

3. При определении высот рельефа на локальных участках между узлами интерполяции должны учитываться основные геометрические свойства формы рельефа – плавность и выпуклость (вогнутость).

Постановка задачи синтеза процедуры интерполяции высот рельефа

В соответствии с вышесказанным, интерполяция рельефа на профиле местности производится на основе множества исходных данных об известных высотах в узлах интерполяции, которое принято называть точечным базисом:

$$H_{[a,b]}(x) = \{x_k, h_k\}_{k=0}^K, \quad (1)$$

где $a = x_0 < x_1 < \dots < x_k < \dots < x_K = b$.

Такая интерполяция может быть основана на использовании гладкой функции одного аргумента $\tilde{h}(x)$ в пространстве R^2 , синтезированной с учетом выявленных требований.

Первое требование сводится к сохранению высот рельефа в узлах базиса и обеспечивается выполнением условия

$$h_k = \tilde{h}(x_k), \quad k = \overline{0, K}. \quad (2)$$

Второе требование по ограничению вариации функции $\tilde{h}(x)$ для k -го интервала интерполирования может быть обеспечено следующим образом:

$$\forall x \in]x_k, x_{k+1}[: \tilde{h}_-(k) < \tilde{h}(x) < \tilde{h}_+(k), \quad k = \overline{0, K-1}, \quad (3)$$

где $\tilde{h}_-(k)$, $\tilde{h}_+(k)$ – функции, вычисляющие значения нижнего и верхнего порога, ограничивающие вариацию $\tilde{h}(x)$ на k -м интервале.

Третье требование может быть формализовано с использованием понятийного аппарата теории гомотопии клеточных пространств. Моделируемый объект в R^2 называют гладким (лекарным), если его можно представить в виде клеточного комплекса, состоящего из нуль- и одномерных клеток, такого, что любая гомотопия, соединяющая точки, принадлежащие двум смежным одномерным клеткам, является диффеоморфизмом второго порядка [4]. Таким образом, функция $\tilde{h}(x)$ должна быть дважды непрерывно дифференцируема, т. е.

$$\tilde{h}(x) \in C^2[a, b], \quad (4)$$

где $C^2[a, b]$ – пространство функций, определенных на промежутке $[a, b]$ и непрерывных вместе со своими производными до второго порядка включительно.

Условие (4) не является достаточным, так как обеспечивает только плавность моделируемого объекта, но не позволяет учитывать выпуклость или вогнутость функции на интервалах интерполирования, т. е. количественно контролировать осциллируемость второй производной $\ddot{h}(x)$. Известно, что выпуклость или вогнутость локальных участков между узлами интерполяции будет автоматически учтена, если синтез функции $\tilde{h}(x)$ организовать на основе минимизации функционала [5]:

$$F(\tilde{h}(x)) = \int_a^b \left(\frac{d^2 \tilde{h}(x)}{dx^2} \right)^2 dx \rightarrow \min. \quad (5)$$

Можно показать, что задача синтеза оптимальной функции интерполяции $\tilde{h}(x)$ в постановке (2) – (5) является экстремальной задачей вариационного исчисления с ограничениями, относится к некорректно поставленным (по Адамару) и точного решения не имеет [6]. В связи с этим для контроля осциллируемости функции $\tilde{h}(x)$ сформулируем данную постановку задачи в аспекте синтеза процедуры интерполяции с некоторыми допущениями.

Как отмечалось ранее, для рассматриваемой задачи гладкого восполнения в R^2 по значениям высот рельефа в четырех смежных узлах базиса (1) можно судить о степени выпуклости или вогнутости плавной кривой на среднем интервале интерполирования. Для этого необходимо обеспечить непрерывность функции интерполяции высот рельефа $\tilde{h}(x)$ вместе с ее первой производной, т. е.

$$\tilde{h}(x) \in C^1[a, b]. \quad (6)$$

Кроме этого, если выполнить условие непрерывности второй производной на k -м интервале

$$\forall x \in [x_k, x_{k+1}] : \ddot{h}(x) \in C^2[x_k, x_{k+1}], \quad k = \overline{0, K-1}, \quad (7)$$

то можно контролировать ее осциллируемость путем введения ограничений на количество экстремумов и точек перегиба функции интерполяции для каждого интервала интерполирования.

Допустим, что известно множество значений аргумента

$$E_k = \left\{ \bar{x}_k \mid \bar{x}_k \in]x_k, x_{k+1}[; \left(\frac{d}{dx} [\tilde{h}(x)] \Big|_{x=\bar{x}_k} = 0 \right) \vee \left(\frac{d^2}{dx^2} [\tilde{h}(x)] \Big|_{x=\bar{x}_k} = 0 \right) \right\}, \quad (8)$$

в которых функция интерполяции $\tilde{h}(x)$ может потенциально иметь локальный экстремум или точку перегиба внутри k -го интервала. Обозначим мощность данного множества $|E_k|$. Тогда критерий оптимальности синтеза $\tilde{h}(x)$ определяется формулой

$$\sum_{k=0}^{K-1} |E_k| \rightarrow \min. \quad (9)$$

Вследствие данных обстоятельств, условие, обеспечивающее выполнение требования по ограничению вариации функции $\tilde{h}(x)$ на k -м интервале, принимает вид

$$\forall \bar{x}_k \in E_k : \tilde{h}_-(k) < \tilde{h}(\bar{x}_k) < \tilde{h}_+(k), \quad k = \overline{0, K-1}. \quad (10)$$

Функция, вычисляющая значение нижнего порога на k -м интервале интерполирования в зависимости от шага горизонталей (Δ_h), имеет вид

$$\tilde{h}_-(k) = \begin{cases} h_k - \Delta_h, & \text{если } (h_k = h_{k+1}) \wedge (h_k \bmod \Delta_h = 0); \\ h_k - (h_k \bmod \Delta_h), & \text{если } (h_k = h_{k+1}) \wedge (h_k \bmod \Delta_h \neq 0); \\ h_k, & \text{если } (h_k < h_{k+1}) \wedge (h_k \bmod \Delta_h = 0); \\ h_k - (h_k \bmod \Delta_h), & \text{если } (h_k < h_{k+1}) \wedge (h_k \bmod \Delta_h \neq 0); \\ h_{k+1}, & \text{если } (h_k > h_{k+1}) \wedge (h_{k+1} \bmod \Delta_h = 0); \\ h_{k+1} - (h_{k+1} \bmod \Delta_h), & \text{если } (h_k > h_{k+1}) \wedge (h_{k+1} \bmod \Delta_h \neq 0), \end{cases} \quad (11)$$

где \bmod – двухместная операция вычисления остатка от целочисленного деления операндов.

Соответственно, функция, вычисляющая значение верхнего порога, имеет вид

$$\tilde{h}_+(k) = \begin{cases} h_k + \Delta_h, & \text{если } (h_k = h_{k+1}) \wedge (h_k \bmod \Delta_h = 0); \\ h_k + \Delta_h - (h_k \bmod \Delta_h), & \text{если } (h_k = h_{k+1}) \wedge (h_k \bmod \Delta_h \neq 0); \\ h_k, & \text{если } (h_k > h_{k+1}) \wedge (h_k \bmod \Delta_h = 0); \\ h_k + \Delta_h - (h_k \bmod \Delta_h), & \text{если } (h_k > h_{k+1}) \wedge (h_k \bmod \Delta_h \neq 0); \\ h_{k+1}, & \text{если } (h_k < h_{k+1}) \wedge (h_{k+1} \bmod \Delta_h = 0); \\ h_{k+1} + \Delta_h - (h_{k+1} \bmod \Delta_h), & \text{если } (h_k < h_{k+1}) \wedge (h_{k+1} \bmod \Delta_h \neq 0). \end{cases} \quad (12)$$

Анализ способов реализации геометрического моделирования локальных объектов показывает, что решение задачи синтеза (2), (6), (7), (9), (10) может быть основано на использовании специальных объектно-ориентированных функций, алгебраических и тригонометрических полиномов и различных типов сплайнов.

Сущность объектно-ориентированного подхода заключается в одновременном формировании набора функций исходя из формы объекта. Использование данного подхода для геометрического моделирования профиля местности не представляется возможным, так как формы рельефа чрезвычайно многообразны и слабо поддаются априорной классификации.

Алгебраические и тригонометрические полиномы относятся к объектно-независимым функциям. Несмотря на ряд известных достоинств та-

ких функций, практическая реализуемость подхода на их основе затруднена по ряду причин, наиболее существенной из которых является зависимость степени и поведения полинома от количества узлов интерполяции. Кроме этого, график полинома может значительно уклоняться от графика интерполируемой функции в некоторых точках, что неизбежно приводит к увеличению количества нарушений условия (10).

Данным недостатком лишены сплайн-функции. Сущность моделирования сплайнами заключается в представлении модели объекта не одним выражением, а несколькими кусочными функциями определенного класса. Чтобы не нарушить гладкость объекта в стыках, на параметры сплайна накладываются специальные условия, требующие непрерывности производных до нужного порядка. Но данные условия могут привести к некорректным осцилляциям функции интерполяции – выбросам высот профиля за пороговый интервал (10). В связи с этим в основу реализации геометрического моделирования профиля местности предлагается положить процедуру, выполняемую в два этапа. На первом этапе необходимо провести гладкое восполнение неизвестных высот рельефа на профиле местности с помощью базовой сплайн-функции, т. е. построить клеточный комплекс, состоящий из чередующихся нуль- и одномерных клеток, в котором допускается наличие некорректных осцилляций (из-за свойств интерполирующих сплайн-функций некорректные осцилляции могут возникать только в одномерных клетках). Данные осцилляции необходимо последовательно (в порядке возрастания k) устранить на втором этапе, т. е. построить клеточный комплекс, состоящий из чередующихся нуль- и одномерных клеток без некорректных осцилляций.

Базовая сплайн-функция интерполяции высот рельефа

Наиболее популярным инструментом разработчиков интерактивных систем гладкого геометрического моделирования является метод сплайн-интерполяции, так как он обладает простой вычислительной оценкой в метриках функциональных пространств. Существует множество подходов к сплайн-интерполяции, при которых в качестве кусочных функций используются алгебраические или тригонометрические полиномы, экспоненциальные функции, рациональные функции и др. Анализ таких подходов показывает, что наименьшей вычислительной сложностью обладает метод алгебраических кусочно-полиномиальных сплайн-функций. Поэтому в интересах обеспечения высокой оперативности процесса гладкого восполнения высот рельефа целесообразно определить сплайн-функцию на основе алгебраических полиномов.

Под интерполирующей алгебраической сплайн-функцией $S_{p,q}(x)$ дефекта q понимается кусочно-полиномиальная функция, определенная на промежутке $[a, b]$, для которой существует разбиение этого промежутка на K интервалов, согласно (1), такое, что $S_{p,q}(x) \in C^{p-q}[a, b]$ и внутри каждого k -го элемента разбиения $[x_k, x_{k+1}]$ функция пред-

ставляет собой алгебраический полином некоторой степени p (интерполянт) вида

$$S_{p,q}^{(k)}(x) = \sum_{j=0}^p \alpha_j^{(k)} (x - x_k)^j, \quad k = \overline{0, K-1}. \quad (13)$$

Из этого определения следует, что степень гладкости сплайна зависит от его степени и дефекта, поэтому для выбора базовой функции интерполяции высот рельефа необходимо проанализировать влияние данных параметров сплайна на последующий процесс устранения некорректных осцилляций.

Условия непрерывности производных p -го порядка для сплайнов могут привести к некорректным осцилляциям его интерполянтов – выбросам высот рельефа за допустимый пороговый интервал (10). Необходимо отметить, что количество экстремумов интерполянта (13) и их амплитуда пропорциональны степени полинома (эффект Рунге–Муррей) [4]. Поэтому для интерполяции рельефа нецелесообразно использовать сплайны высоких степеней, а для выполнения условий (6) и (7) достаточно использовать кубические интерполянты.

Исследование кубических сплайнов дефекта 1 [7, 8], получивших название сплайнов Шенберга (или сплайнов Фюргенсона для параметрической интерполяции) и обладающих экстремальным свойством (5), показывает, что обеспечить высокую оперативность геометрического моделирования рельефа по точечному базису (1) с большим количеством узлов интерполяции K не представляется возможным, так как вычисление коэффициентов сплайна основано на решении системы линейных уравнений с количеством неизвестных, равным $4K$. Кроме этого, изменение геометрической формы профиля на интервале (например, путем введения дополнительного узла интерполяции) в целях устранения некорректной осцилляции неизбежно приводит к пересчету всех коэффициентов сплайна Шенберга. В связи с этим гарантировать сходимость процесса устранения некорректных осцилляций нельзя, так как вновь построенный профиль местности может содержать новые некорректные осцилляции на других интервалах интерполирования. Данный недостаток отсутствует при локальном вычислении коэффициентов сплайн-функции, так как устранение некорректных осцилляций сплайн-интерполяции может быть достигнуто способом последовательного (в порядке возрастания k) переопределения коэффициентов интерполянтов. Данный способ гарантирует, что устранение некорректных осцилляций на текущем интервале интерполирования не приведет к возникновению новых осцилляций на других интервалах.

Известно, что свойством локальности вычисления коэффициентов обладают некоторые виды параметрических сплайнов (например, базисные сплайны) и непараметрические сплайны Эрмита. Предпочтение непараметрической интерполяции может быть обусловлено меньшим количеством особых точек, в которых может произойти нарушение требований по вариации функции интерполяции. В частности, классификация особых точек [4], присутствующих в параметрических сплайновых кривых, позволяет выделить точки излома и возврата, которые не могут существовать при не-

параметрической интерполяции по определению. Поэтому в качестве базовой функции интерполяции высот рельефа целесообразно выбрать сплайн Эрмита. Зависимость степени p сплайна Эрмита дефекта q от требуемой гладкости C^g ($g = p - q$) имеет вид $p = 2g + 1$ [9]. Вследствие этого, для интерполяции высот рельефа наиболее приемлем кубический сплайн Эрмита дефекта 2.

Таким образом, под базовой сплайн-функцией для интерполяции высот рельефа $\tilde{h}(x)$ будем понимать кубический интерполяционный сплайн Эрмита, т. е. кусочно-полиномиальную функцию $S_{3,2}(x)$, определенную на промежутке $[a, b]$, для которой в соответствии с заданным точечным базисом (1) известны значения ее первой производной в узлах интерполяции ($\tilde{H}' = \{\tilde{h}'_k\}_{k=0}^K$) и выполнены следующие условия:

$$\forall x \in [x_k, x_{k+1}] : s_{3,2}^{(k)}(x) = \sum_{j=0}^3 \alpha_j^{(k)}(x - x_k)^j \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \forall k \in [0, K - 1]: \tilde{h}(x) \in C^2[x_k, x_{k+1}]; \quad (14)$$

$$\forall k \in [0, K] : \tilde{h}(x) \Big|_{x=x_k} = h_k; \quad (15)$$

$$\forall k \in [0, K] : \frac{d}{dx} [\tilde{h}(x_k)] = \tilde{h}'_k \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \forall k \in [1, K - 1] : \frac{d}{dx} [s_{3,2}^{(k-1)}(x)] \Big|_{x=x_k} =$$

$$= \frac{d}{dx} [s_{3,2}^{(k)}(x)] \Big|_{x=x_k}. \quad (16)$$

Из условий (14) – (16) следует, что $\tilde{h}(x) = S_{3,2}(x) \in C^1[a, b]$. Можно показать, что система уравнений для вычисления коэффициентов сплайна на k -м интервале интерполирования имеет вид

$$\begin{cases} \alpha_0^{(k)} = h_k; \\ \alpha_1^{(k)} = \tilde{h}'_k; \\ \alpha_2^{(k)} = \frac{1}{x_{k+1} - x_k} \times \left[3 \cdot \frac{h_{k+1} - h_k}{x_{k+1} - x_k} - 2\tilde{h}'_k - \tilde{h}'_{k+1} \right]; \\ \alpha_3^{(k)} = \frac{1}{(x_{k+1} - x_k)^2} \times \left[-2 \cdot \frac{h_{k+1} - h_k}{x_{k+1} - x_k} + \tilde{h}'_k + \tilde{h}'_{k+1} \right]. \end{cases} \quad (17)$$

На основе формул аппроксимации значения первой производной сеточной функции $h(x)$ по взвешенным левой и правой разделенным разностям

$$\frac{d}{dx} [h(x)] \Big|_{x=x_k} \approx \begin{cases} \frac{h_1 - h_0}{x_1 - x_0}, & \text{если } k=0; \\ \frac{x_{k+1} - x_k}{x_{k+1} - x_{k-1}} \cdot \frac{h_k - h_{k-1}}{x_k - x_{k-1}} + \\ + \frac{x_k - x_{k-1}}{x_{k+1} - x_{k-1}} \cdot \frac{h_{k+1} - h_k}{x_{k+1} - x_k}, & \text{если } 0 < k < K; \\ \frac{h_K - h_{K-1}}{x_K - x_{K-1}}, & \text{если } k = K \end{cases} \quad (18)$$

можно оценить производную базисной функции интерполяции высот рельефа в узле интерполяции, т. е. определить множество

$$\tilde{H}'_0 = \left\{ \tilde{h}'_k \mid \tilde{h}'_k = \frac{d}{dx} [h(x)] \Big|_{x=x_k} \right\}_{k=0}^K. \quad (19)$$

Тогда, с учетом условий (18), практическое вычисление коэффициентов сплайна Эрмита по формуле (17) производится по двум узлам исходного точечного базиса на границах промежутка $[a, b]$ и по четырем узлам базиса внутри этого интервала.

Таким образом, определена базовая функция интерполяции высот рельефа на профиле местности, основанная на применении кубического сплайна Эрмита. В соответствии с системой уравнений (17) и условиями (18), данный сплайн является единственным и вычисление его коэффициентов можно производить локально. При этом синтезированная модель линии профиля местности в виде клеточного комплекса удовлетворяет требованиям (2), (6) и (7), но одномерные клетки могут иметь некорректные осцилляции. Поэтому для обеспечения выполнения требований (9), (10) необходимо устранить некорректные осцилляции, которые присутствуют в данной модели.

Устранение осцилляций сплайн-интерполяции высот рельефа

Применение кубического сплайна Эрмита в качестве базовой функции интерполяции высот рельефа позволяет значительно упростить критерий оптимальности синтеза модели линии профиля местности (9). Это связано с тем, что график кубического интерполянта может иметь ровно одну точку перегиба. Кроме этого, у данной функции либо нет экстремумов, либо их два (один максимум и один минимум). Вследствие свойств кубического сплайна Эрмита для кубического интерполянта, не имеющего экстремумов, точка перегиба не является некорректной осцилляцией, а, напротив, обеспечивает необходимое условие гладкого сопряжения с кусочными полиномами на смежных интервалах интерполирования (т. е. диффеоморфизм гомотопий одномерных клеток). Поэтому для критерия (9) можно использовать вместо множества (8) множество значений аргумента, в которых функция интерполяции $\tilde{h}(x)$ может потенциально иметь локальный экстремум на k -м интервале:

$$E_k = \left\{ \tilde{x}_k^{(m)} \mid \tilde{x}_k^{(m)} \in]x_k, x_{k+1}[; \frac{d}{dx} [\tilde{h}(x)] \Big|_{x=\tilde{x}_k^{(m)}} = 0 \right\}. \quad (20)$$

Исходя из этого можно сделать вывод о том, что необходимым условием наличия некорректной осцилляции для одномерной клетки является существование двух или одного экстремумов кусочного полинома на соответствующем интервале интерполирования. Данное утверждение позволяет выделить два класса некорректных осцилляций.

1. Многоэкстремальные осцилляции, вследствие которых между узлами интерполяции сплайн-функция имеет более одного экстремума, что приводит к порождению некорректных точек перегиба и, следовательно, нарушению критерия оптимальности (9).

2. Пороговые осцилляции – «выбросы» значений сплайн-функции между узлами интерполяции за пороговый интервал, определенный условием (10).

Для обнаружения некорректных осцилляций на k -м интервале необходимо проверить попадание экстремумов интерполянта $s_{3,2}^{(k)}(x) \Big|_{x \in [x_k, x_{k+1}]}$ в промежуток $]x_k, x_{k+1}[$. Известно, что интерполянт $s_{3,2}^{(k)}(x)$ может иметь максимум в точке $V_{\max}^{(k)} = (\bar{x}_{\max}^{(k)}, s_{3,2}^{(k)}(\bar{x}_{\max}^{(k)}))$ и

минимум в точке $V_{\min}^{(k)} = (\bar{x}_{\min}^{(k)}, s_{3,2}^{(k)}(\bar{x}_{\min}^{(k)}))$ при условии отрицательного дискриминанта полинома, т. е.

$D^{(k)} = 3\alpha_3^{(k)}\alpha_1^{(k)} - (\alpha_2^{(k)})^2 < 0$. При этом положение данных точек может быть определено по формулам:

$$\begin{aligned} \bar{x}_{\max}^{(k)} &= \left(-\alpha_2^{(k)} - \sqrt{D^{(k)}} \right) / \left(3\alpha_3^{(k)} \right) + x_k; \\ \bar{x}_{\min}^{(k)} &= \left(-\alpha_2^{(k)} + \sqrt{D^{(k)}} \right) / \left(3\alpha_3^{(k)} \right) + x_k. \end{aligned} \quad (21)$$

Для частного случая, когда $\alpha_3^{(k)} = 0$, кубический интерполянт вырождается в квадратичный и может иметь только один экстремум, положение которого определяется по формулам

$$\begin{aligned} \bar{x}_{\max}^{(k)} &= -\alpha_1^{(k)} / \left(2\alpha_2^{(k)} \right) + x_k, \text{ если } \alpha_2^{(k)} < 0; \\ \bar{x}_{\min}^{(k)} &= -\alpha_1^{(k)} / \left(2\alpha_2^{(k)} \right) + x_k, \text{ если } \alpha_2^{(k)} > 0. \end{aligned} \quad (22)$$

В случае, если $\alpha_2^{(k)} = \alpha_3^{(k)} = 0$, имеет место линейная интерполяция и, следовательно, устранение осцилляций не требуется.

Базовая функция интерполяции высот рельефа $\tilde{h}(x) = S_{3,2}(x)$ имеет многоэкстремальную осцилляцию на k -м интервале, если у интерполянта $s_{3,2}^{(k)}(x) \Big|_{x \in [x_k, x_{k+1}]}$ существует два экстремума ($D^{(k)} < 0$) и оба экстремума попадают в промежуток $]x_k, x_{k+1}[$, т. е. выполнено условие

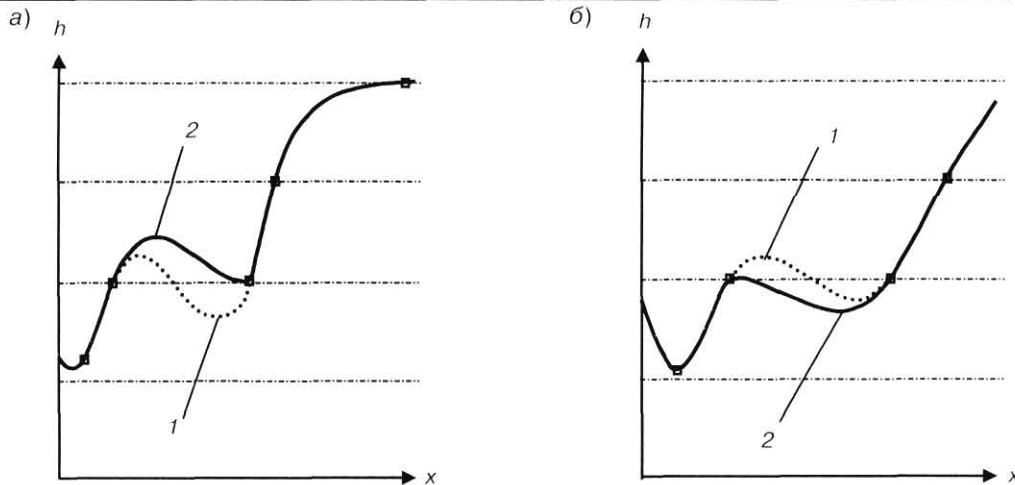
$$E_k = \{ \bar{x}_{\max}^{(k)}, \bar{x}_{\min}^{(k)} \} \Rightarrow |E_k| = 2. \quad (23)$$

Интерполянт $s_{3,2}^{(k)}(x) \Big|_{x \in [x_k, x_{k+1}]}$ с многоэкстремальной осцилляцией можно модифицировать в

$\tilde{s}_{3,2}^{(k)}(x) \Big|_{x \in [x_k, x_{k+1}]}$ или $\bar{s}_{3,2}^{(k)}(x) \Big|_{x \in [x_k, x_{k+1}]}$, имеющие

только один экстремум (максимум или минимум) на промежутке $]x_k, x_{k+1}[$, путем обращения в ноль значения первой производной базовой функции интерполяции $\tilde{h}(x)$ в k -м (левом) или $(k+1)$ -м (правом) узлах текущего интервала ($\tilde{h}'_k = 0$ или $\tilde{h}'_{k+1} = 0$) и последующем пересчете коэффициентов $\alpha_1^{(k)}, \alpha_2^{(k)}, \alpha_3^{(k)}$ по формулам (17). Если при выбранной стратегии модифицировано значение $\tilde{h}'_k = 0$, то для гладкой склейки с левым смежным интервалом интерполирования необходимо также переопределить коэффициенты $\alpha_2^{(k-1)}$ и $\alpha_3^{(k-1)}$.

Так как построенный профиль местности будет использован при прогнозировании ЗВ РТС, то стратегия выбора узла интервала, в котором необходимо модифицировать значение производной, может быть основана на получении выпуклой кривой в предположении максимальной высоты экранирующего препятствия, присутствующего на текущем промежутке профиля (стратегия «наибольшего ущерба»). На рис. 1 показаны две стратегии устранения многоэкстремальной осцилляции.



■ **Рис. 1.** Устранение многоэкстремальных осцилляций: а – стратегия «наибольшего ущерба»; б – стратегия «наименьшего ущерба»; 1 – до устранения; 2 – после устранения; - - - - уровни горизонталей; □ – узлы интерполяции

Так как устранение многоэкстремальных осцилляций производится последовательно в порядке возрастания k , для обоснования его корректности можно показать, что модификация базовой функции интерполяции на k -м интервале ($\tilde{h}'_k = 0$ или $\tilde{h}'_{k+1} = 0$) не может породить многоэкстремальную осцилляцию в $(k-1)$ -м интервале. Таким образом, предложен корректный способ устранения многоэкстремальных осцилляций на основе модификации множества значений производных (19).

Полученное модифицированное множество значений производных в узлах обозначим

$$\tilde{H}'_1 = \{\tilde{h}'_{k,1}\}_{k=0}^K \quad (24)$$

В итоге, учитывая множество (24), при геометрическом моделировании на основе базовой функции $\tilde{h}(x)$ интерполяции можно построить клеточный комплекс без многоэкстремальных осцилляций.

Далее рассмотрим способы обнаружения и устранения пороговых осцилляций, считая, что многоэкстремальные осцилляции отсутствуют. Базовая функция интерполяции высот рельефа $\tilde{h}(x) = S_{3,2}(x)$ имеет пороговую осцилляцию на k -м интервале,

если у интерполянта $S_{3,2}^{(k)}(x) \Big|_{x \in [x_k, x_{k+1}]}$ существует два экстремума, один из них попадает в промежуток $]x_k, x_{k+1}[$, т. е. $|E_k| = 1$, и нарушено ограничение (10). Пороговые осцилляции могут быть двух типов в зависимости от способа их устранения. Как и в случае модификации интерполянтов с двумя экстремумами, пороговые осцилляции первого типа можно устранить (преобразовать к устранимым пороговым осцилляциям второго типа) путем обращения в ноль значения производной $\tilde{h}(x)$ в левом или правом узлах текущего интервала. Геометрическая интерпретация пороговой осцилляции первого типа показывает наличие одного пересечения кривой профиля с несуществующей горизонталью внутри интервала интерполирования. Поэтому можно выделить

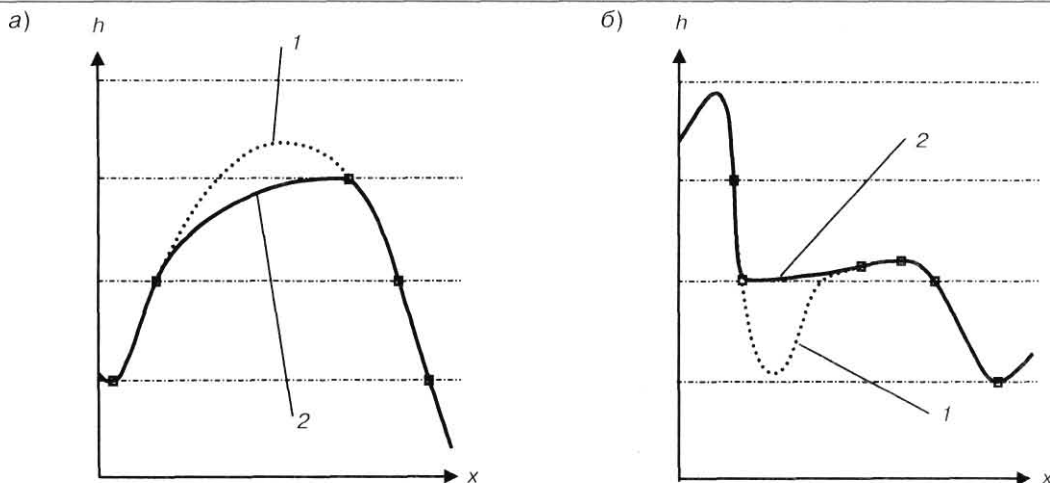
следующее условие идентификации пороговой осцилляции первого типа на k -м интервале интерполирования:

$$(h_k = \tilde{h}_-(k)) \vee (h_{k+1} = \tilde{h}_-(k)) \vee (h_k = \tilde{h}_+(k)) \vee (h_{k+1} = \tilde{h}_+(k)). \quad (25)$$

Узел интерполяции, в котором обращение в ноль значения производной базовой функции интерполяции $\tilde{h}(x)$ приводит к устранению пороговой осцилляции первого типа на интервале $[x_k, x_{k+1}]$, будем называть критическим узлом k -го интервала. Очевидно, что для k -го интервала значение $\tilde{h}(x)$ в критическом узле всегда совпадает с значением верхнего или нижнего порога, соответственно, $\tilde{h}_+(k)$ или $\tilde{h}_-(k)$, а производная $\tilde{h}(x)$ не равна нулю. Поэтому его положение можно определить следующей функцией:

$$\zeta(k) = \begin{cases} k, & \text{если } (h_k = \tilde{h}_-(k)) \wedge (\tilde{h}(x_{\min}^{(k)}) < \tilde{h}_-(k)); \\ k+1, & \text{если } (h_{k+1} = \tilde{h}_-(k)) \wedge (\tilde{h}(x_{\min}^{(k)}) < \tilde{h}_-(k)); \\ k, & \text{если } (h_k = \tilde{h}_+(k)) \wedge (\tilde{h}(x_{\max}^{(k)}) > \tilde{h}_+(k)); \\ k+1, & \text{если } (h_{k+1} = \tilde{h}_+(k)) \wedge (\tilde{h}(x_{\max}^{(k)}) > \tilde{h}_+(k)). \end{cases} \quad (26)$$

Используя функцию (26), устранение пороговой осцилляции первого типа на k -м интервале можно свести к модификации множества \tilde{H}'_1 , т. е. необходимо выполнить $\tilde{h}'_{\zeta(k),1} = 0$ и произвести вычисление коэффициентов $\alpha_1^{(k)}$, $\alpha_2^{(k)}$, $\alpha_3^{(k)}$ у интерполянта $S_{3,2}^{(k)}(x) \Big|_{x \in [x_k, x_{k+1}]}$. Кроме этого, если $\zeta(k) = k$, то для гладкой склейки с левым смежным интервалом интерполирования необходимо также переопределить коэффициенты $\alpha_2^{(k-1)}$ и $\alpha_3^{(k-1)}$ для $S_{3,2}^{(k-1)}(x) \Big|_{x \in [x_{k-1}, x_k]}$. На рис. 2 показаны примеры устранения пороговых осцилляций первого типа.



■ Рис. 2. Устранение пороговых осцилляций первого типа: а – с правым критическим узлом; б – с левым критическим узлом: 1 – до устранения; 2 – после устранения; — — — — уровни горизонталей; □ – узлы интерполяции

Как и при обосновании корректности устранения многоэкстремальных осцилляций, можно показать, что последовательная (в порядке возрастания k) модификация базовой функции интерполяции на k -м интервале вида $\tilde{h}_{k,1} = 0$ не может породить пороговую осцилляцию первого типа в $(k-1)$ -м интервале. Таким образом, предложен корректный способ устранения осцилляций первого типа на основе модификации множества значений производных (24).

Полученное модифицированное множество значений производных в узлах обозначим

$$\tilde{H}_2 = \{ \tilde{h}'_{k,2} \}_{k=0}^K. \quad (27)$$

В итоге, учитывая множество (27), при геометрическом моделировании на основе базовой функции $\tilde{h}(x)$ интерполяции можно построить клеточный комплекс без многоэкстремальных и пороговых осцилляций первого типа.

Обнаружение оставшихся пороговых осцилляций (пороговых осцилляций второго типа) необходимо также организовать в соответствии с общим определением базовой сплайн-функции (14) – (16). Геометрическая интерпретация пороговой осцилляции второго типа указывает на наличие двух пересечений кривой профиля с несуществующими горизонталями внутри интервала интерполирования.

Осцилляции второго типа обладают общим геометрическим свойством, для пояснения которого определим специальное множество особых

точек $V^{(k)} = \{V_r^{(k)}\}_{r=0}^3$ для k -го интервала: $V_0^{(k)}$ – левый узел интерполяции; $V_1^{(k)}$ – точка пересечения касательной к графику $\tilde{h}(x)$ в левом узле интерполяции и линии пороговой горизонтали; $V_2^{(k)}$ – точка пересечения касательной к графику $\tilde{h}(x)$ в правом узле интерполяции и линии пороговой горизонтали; $V_3^{(k)}$ – правый узел интерполяции. Для частных случаев, если $\tilde{h}'_{k,2} = 0$ или $\tilde{h}'_{k+1,2} = 0$, сле-

дует считать, что $V_1^{(k)} = V_2^{(k)}$ или $V_2^{(k)} = V_1^{(k)}$. Общее свойство пороговых осцилляций второго типа заключается в том, что отрезки, соединяющие особые точки, входящие в множество $V^{(k)}$, образуют выпуклую ломаную линию. Данная ломаная может служить оболочкой для построения элементарной кубической кривой Безье, гладко сопряженной с интерполянтами на смежных интервалах и устраняющей пороговую осцилляцию второго типа. При этом ранее рассмотренные недостатки параметрической интерполяции несущественны, так как в данном случае не может возникнуть ни точек излома, ни точек возврата.

Рассмотрим устранение пороговой осцилляции второго типа для случая, когда происходит нарушение верхнего порога, т. е. $\tilde{h}(x_{\max}^{(k)}) > h_+(k)$. В этом случае в множество $V^{(k)}$ входят следующие особые точки:

$$\begin{aligned} V_0^{(k)} &= (x_k, h_k); & V_1^{(k)} &= \left(\frac{h_+(k) - h_k}{\tilde{h}'_{k,2}} + x_k, h_+(k) \right); \\ V_2^{(k)} &= \left(\frac{h_+(k) - h_{k+1}}{\tilde{h}'_{k+1,2}} + x_{k+1}, h_+(k) \right); \\ V_3^{(k)} &= (x_{k+1}, h_{k+1}). \end{aligned} \quad (28)$$

Тогда элементарная кубическая кривая Безье описывается параметрическим уравнением [5]:

$$B^{(k)}(t) = [(1-t)V_0^{(k)} + 3tV_1^{(k)}](1-t) + 3t^2V_2^{(k)}(1-t) + t^2V_3^{(k)},$$

где

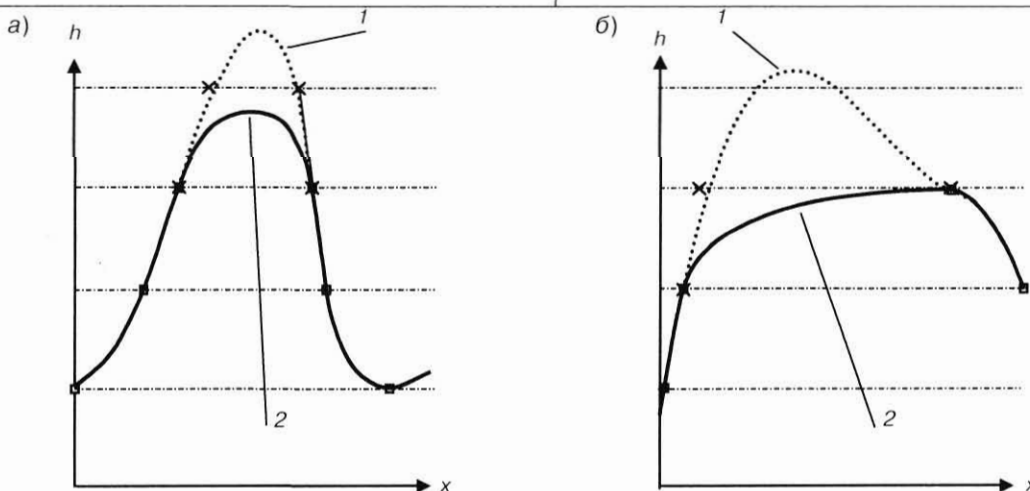
$$0 \leq t \leq 1. \quad (29)$$

Заменив параметр t на $x \in [x_k, x_{k+1}]$, получаем:

$$\tilde{B}^{(k)}(x) = B^{(k)}(t(x)), \quad (30)$$

где $t = t(x)$ – функция, обратная $x = x(t)$.

На рис. 3 показаны примеры устранения пороговых осцилляций второго типа.



■ Рис. 3. Устранение пороговых осцилляций второго типа: а – общий случай ($V_1^{(k)} \neq V_2^{(k)}$); б – частный случай ($V_1^{(k)} = V_2^{(k)}$):
1 – до устранения; 2 – после устранения;
----- уровни горизонталей; □ – узлы интерполяции; х – особые точки

Применяя интерполянты (30) на промежутках, содержащих пороговые осцилляции второго типа, можно построить модель профиля местности в виде клеточного комплекса без некорректных осцилляций. Корректность способа устранения пороговых осцилляций второго типа обусловлена неизменностью множества значений производных базовой функции интерполяции (27).

Заключение

В статье поставлена и решена задача корректного геометрического моделирования профиля местности, использующая новый способ гладкого восполнения высот рельефа по векторным гео-данным с учетом выявленных требований к интерполяции. В основу разработанного способа положена двухэтапная процедура, обеспечивающая на первом этапе синтез базовой функции сплайн-интерполяции, характеризующейся локальностью вычисления коэффициентов алгебраических полиномов, что позволяет на втором этапе управлять ее вариацией и устранять некорректные осцилляции в соответствии с ограничениями, определяемыми дискретностью представления горизонталей в исходных ЦКМ.

Предложенный в статье способ сплайн-интерполяции высот рельефа доведен до программной реализации и апробирован в ходе выполнения ряда научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ для решения задач прогнозирования ЗВ РТС с учетом влияния местности по векторной цифровой картографической информации в случаях отсутствия более точных данных о подстилающей поверхности, полученных в результа-

те рекогносцировки или методами дистанционного зондирования Земли.

Литература

1. **Зикратов И. А., Самотонин Д. Н.** Геоинформационный анализ радиолокационных отражений. – СПб.: Политехника, 2004. – 144 с.
2. **Самотонин Д. Н.** Проблема геоинформационного обеспечения автоматизированных радиолокационных систем // Вопросы радиоэлектроники. Серия СОИУ, 2002. – вып. №1. – С. 54-55.
3. **Дэвис Дж. С.** Статистический анализ данных в геологии: Пер. с англ. В 2 кн. / Под ред. Д. А. Радионова. – Кн. 1. – М.: Недра, 1990. – 319 с.
4. **Семенов О. И., Васильев В. П.** Основы автоматизации проектирования поверхностей с использованием базисных сплайнов. – Минск: Наука и техника, 1987. – 167 с.
5. **Шикин Е. В., Плис А. И.** Кривые и поверхности на экране компьютера. Руководство по сплайнам для пользователей. – М.: Диалог-МИФИ, 1995. – 240 с.
6. **Морозов В. А., Гребенников А. И.** Методы решения некорректно поставленных задач: алгоритмический аспект. – М.: Изд-во МГУ, 1992. – 320 с.
7. **Стечкин С. Б., Субботин Ю. Н.** Сплайны в вычислительной математике. – М.: Наука, 1976. – 284 с.
8. **Носач В. В.** Решение задач аппроксимации с помощью персональных компьютеров. – М.: МИКАП, 1994. – 382 с.
9. **Фокс А., Пратт М.** Вычислительная геометрия. Применение в проектировании и на производстве: Пер. с англ. / Под ред. К. И. Бабенко – М.: Мир, 1982. – 304 с.

В. Ф. Михайлов, Т. Н. Нарытник, И. В. Брагин, В. Н. Мошкин.

Микроволновые технологии в телекоммуникационных системах: Учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 2003. – 337 с.: ил. ISBN 5-8088-0092-7

Приводятся и обсуждаются сведения о распространении радиоволн микроволнового диапазона, а также типы и характеристики линий передач этого диапазона. Рассматриваются методы формирования сигналов телевидения и звукового вещания, микроволновые телерадиоинформационные сети. Обсуждаются системы Интернет-доступа, включая доступ по телефонной сети к кабельному телевидению, спутниковым каналам и телерадиоинформационным сетям. Анализируется оборудование микроволновых телерадиоинформационных распределительных сетей и интегрированные информационные сети на их основе.

Пособие предназначено для студентов радиотехнических специальностей.



УДК 681.32.06

ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОММУНИКАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОРОВ ДЛЯ СОЗДАНИЯ ГЛОБАЛЬНО РАСПРЕДЕЛЕННЫХ IP-СИСТЕМ

М. Б. Сергеев,

доктор техн. наук, профессор

Ю. Г. Чудиновский,

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматриваются особенности платформы коммуникационных процессоров, ориентированных на создание бескомпьютерных систем с коммуникациями через Интернет.

Features of communications processors platform for creation of systems with communications through the Internet without computer are considered.

Введение

Сегодня Интернет в широком смысле – коммуникационная среда, скорость развития которой значительно превышает скорость развития телевидения, радио и других коммуникационных сред [1]. Последние достижения в области микропроцессорной техники сделали возможным ее использование не только для взаимодействия между людьми с использованием компьютеров, но и для бескомпьютерных коммуникаций встроенных систем с человеком, а также друг с другом. В настоящее время появилось много опытных разработок, демонстрирующих как возможность, так и практическую значимость для человека создания систем различной степени сложности на основе Интернета.

В настоящей статье рассматриваются платформы коммуникационных процессоров фирмы UBICOM, которые позволяют уже сегодня массово использовать Интернет для реализации бескомпьютерного взаимодействия типа «человек–устройство» и «устройство–устройство» для передачи команд управления и обмена информацией различной природы.

Встроенный Интернет

Термин «коммуникационная среда» используется в настоящее время в нескольких значениях. Однако последние достижения в области микропроцессорной техники дали толчок новому этапу

ее развития – использованию для коммуникаций между устройствами, являющимися IP-узлами глобальной сети. Судя по всему, очередной скачок в увеличении количества узлов Интернета ожидается в самое ближайшее время. Он будет связан с использованием сети для информационного взаимодействия между устройствами, объединяемыми с ее помощью в глобально распределенные информационно-управляющие системы [2].

Перспектива использования Интернета для коммуникаций между встроенными системами управления привела к появлению такого понятия, как «встроенный Интернет» [3, 4], отражающего сочетание несовместимых еще недавно понятий – встроенная система управления и сеть класса WAN. Следует отметить, что в настоящее время уже существует ряд разработок, представляющих собой серийно выпускаемые встроенные Интернет-системы.

Являясь очень молодым и чрезвычайно перспективным направлением развития современных сетевых технологий, «встроенный Интернет» начинает применяться в таких областях, как [1]:

промышленные информационно-управляющие системы, включая возможную интеграцию их компонентов в существующие SCADA-системы;

охранные системы и системы удаленного видеонаблюдения;

системы превентивной безопасности;

бытовые устройства и т. д.

Распределенные системы на базе «встроенного Интернета» имеют ряд характерных особеннос-

тей по сравнению с системами, построенными на основе персональных компьютеров [1]. Эти различия приводят к появлению круга специфических задач, включающих в себя как разработку методов проектирования систем данного класса, так и выбор аппаратной поддержки на уровне специализированных коммуникационных микропроцессоров.

Концепция «виртуальной периферии» микроконтроллеров

На сегодняшний день для эффективной реализации функций коммуникаций производителями микропроцессорной техники выпускается целый спектр микроконтроллеров. Одними из самых высокопроизводительных восьмиразрядных для этих целей являются микроконтроллеры семейства SX фирмы UBICOM (ранее фирма Scenix) [5].

Используемая в процессорах семейства SX концепция «виртуальной периферии» предполагает ее программную реализацию. С точки зрения основной программы работа с виртуальными периферийными модулями не отличается от работы с реально существующими в архитектуре процессора. Чаще всего «виртуальная периферия» выполняется на одном основном таймере. Обработчиком прерываний от таймера является диспетчер запуска программных автоматов, которые реализуют необходимые периферийные функции.

Такой подход обеспечивает чрезвычайно гибкое использование одного и того же микроконтроллера для решения различных задач. Часто бывает так, что в выборе микроконтроллера под конкретную задачу решающее значение имеет наличие у разработчика инструментария, а вовсе не то, насколько оптимален выбранный микроконтроллер для данной задачи.

Наличие «виртуальной периферии» является зачастую единственно возможным решением для реализации уникальных задач при минимизации используемой аппаратной части. В данном случае под уникальными задачами понимаются задачи, требующие нестандартного сочетания или количества периферийных модулей. В качестве примера можно представить устройство, в котором необходимо реализовать большое количество интерфейсов UART, либо иметь одновременно несколько вариантов последовательных внутриплатных интерфейсов, таких как I²C, SPI, аппаратную поддержку которых чаще всего обеспечивает один и тот же периферийный модуль. Также возможно разрабатывать «виртуальную периферию», которая в случае нехватки или экономии портов ввода/вывода процессора будет использовать выводы процессора, разделяемые с другими виртуальными периферийными модулями.

Для удобной реализации концепции «виртуальной периферии» от процессора требуется высокая скорость работы и быстрая реакция на прерывания с полным аппаратным сохранением контекста. Как правило, используется только один источник прерывания – системный таймер. Разрешение прерываний от других источников может вызвать нарушение цикличности вызовов от системного таймера и, как следствие, нарушение ра-

боты требовательной к временным разрешениям «виртуальной периферии».

Понятно, что необходимая частота прерываний определяется частотой вызовов программного автомата, самого требовательного к скорости и к точности временных интервалов. Если требуется реализовать виртуальные модули, работающие с разными, не кратными друг другу, частотами, то частота прерываний определяется наименьшим общим делимым этих частот.

Восьмиразрядные коммуникационные процессоры семейства SX

Микропроцессорная платформа микроконтроллеров SX специально ориентирована на концепцию «виртуальной периферии» [5]. Отличительными чертами восьмиразрядных RISC-микроконтроллеров SX являются:

- гарвардская модифицированная архитектура с четырехступенчатым конвейером;

- производительность до 75 MIPS: тактовая частота до 75 МГц, одна инструкция за один такт, инструкции ветвления за три такта;

- быстрая и детерминированная система прерываний: с фиксированным временем реакции (3 такта) и с аппаратным сохранением контекстных регистров процессора;

- гибкая система ввода/вывода: до пяти восьмиразрядных портов ввода/вывода, все выводы индивидуально программируются на ввод/вывод, на входной уровень сигналов TTL или CMOS. Все выводы имеют возможность использовать внутреннюю подтяжку и обладают нагрузочной способностью до 30 мА;

- память программ до 4096 слов, память данных до 262 байт;

- встроенная периферия: один восьмибитный счетчик/таймер, два шестнадцатитбитных многофункциональных таймера, аналоговый компаратор, многоходовая система вывода из режима пониженного энергопотребления и неотъемлемые атрибуты микроконтроллеров: сторожевой таймер и система перезапуска по питанию;

- встроенный внутрисхемный эмулятор, позволяющий отлаживать программу непосредственно на процессоре через интерфейс программирования.

Микроконтроллеры SX могут быть основой системы управления различными процессами, средствами связи, измерительного оборудования и, что важно, одновременно реализовать ряд различных коммуникационных функций. Семейство микроконтроллеров SX18/20/28/48/52 реализует программно такие периферийные модули, как последовательный интерфейс RS-232, параллельный интерфейс Centronics, последовательную шину I²C, протоколы SCI и SPI, шину X-10 и др.

Технические характеристики, например, микроконтроллера SX52BD позволяют реализовать Ethernet SX Stack – набор стандартных протоколов Интернет, оптимизированных для SX. Это протоколы TCP, UDP, IP, ICMP, DHCP, ARP, HTTP, SMTP. Однако из-за малого объема внутренней памяти реализация коммуникационных протоколов требует наличия внешней буферной памяти.

Опыт собственных разработок [6, 7] показывает, что для стека TCP/IP, базирующегося на Ethernet, приходится использовать внутреннюю память интерфейсных микросхем, таких, например, как RTL8019. Для стека TCP/IP поверх PPP без буферизации данных возможна только «проточная» реализация при побайтной их обработке в темпе поступления от источника.

Но если проблема хранения данных решается достаточно просто за счет возможности использования внешнего модуля памяти, то проблема полнофункциональной реализации протоколов стоит достаточно остро – объем памяти программ в 4 К слов позволяет реализовать либо ограниченный набор протоколов, либо сильно урезать реализации, оставляя только самые необходимые элементы.

Поэтому микроконтроллеры SX могут быть рекомендованы для приложений, требующих высокоскоростной, но не сложной обработки потоковых данных.

Восьмиразрядные коммуникационные микроконтроллеры семейства IP2000™

Следуя линии развития коммуникационной направленности процессоров, сегодня фирма UBICOM предлагает микроконтроллер IP2022 семейства IP2000™ [5], получивший название «Интернет-процессор». Название в полной мере характеризует назначение данного микроконтроллера. От предыдущих микроконтроллеров SX его отличают достижимая производительность до 120 MIPS при такте в 8,3 нс, расширенный набор периферии: аппаратный умножитель 8×8 за один такт, восьмиканальный десятиразрядный АЦП и др.

Большой интерес для разработчиков устройств с функцией «встроенный Интернет» представляет наличие 52 портов ввода/вывода, два конфигурируемых сериализатора, позволяющие аппаратно реализовывать высокоскоростные последовательные интерфейсы UART, SPI, I2S (не I2C), GPSI (General Purpose Serial Interface), 10BASE-T Ethernet (MAC/PHY), USB 1.1.

Архитектура микроконтроллера IP2022 оптимизирована под C-компилятор. Программный код может выполняться непосредственно из flash-памяти программ (64 Кбайт) с производительностью до 40 MIPS, либо из RAM-памяти программ (16 Кбайт) с производительностью до 120 MIPS. Память данных 4 Кбайт. Кроме того, имеется возможность использовать для хранения данных RAM-память программ или внешнюю SRAM (128 Кбайт), которая подключается через аппаратный параллельный интерфейс.

Программное обеспечение для семейства IP2000™ содержит операционную систему ipOS и стек TCP/IP, включающий реализацию протоколов TCP, UDP, IP, ICMP, ARP, SMTP, PPP, Ethernet и сервисов DHCP, NTP, HTTP, TFTP. Таким образом, микроконтроллер IP2022 является на сегодня мощным средством для создания сетевых приложений с одновременной реализацией серьезных прикладных функций. Высокая производительность позволяет обраба-

тывать информацию от видеокодексов, аудиокодексов и осуществлять доставку указанных типов данных в потоковом режиме потребителю через сети Ethernet/Internet с возможностью удаленно управлять устройствами и их параметрами [5].

Дальнейшим развитием коммуникационных процессоров фирмы UBICOM стал процессор IP3023 семейства IP3000™, работающий на частоте 250 МГц и обладающий значительно большей памятью программ (256 К) и памятью данных (64 К). Реализованный по 0,13-микронной технологии, он имеет 32-разрядную организацию и отличную от предыдущих процессоров архитектуру, позволяющую выполнять до восьми параллельных процессов [5]. На сегодня микроконтроллер IP3023 является мощнейшим представителем коммуникационных процессоров, который может быть использован для создания серьезных сетевых модулей с одновременной реализацией сложнейших алгоритмов обработки информации.

Средства отладки и библиотеки

Отдельно необходимо рассмотреть возможности отладки программ для микроконтроллеров SX. Поскольку для указанной цели используется встроенный внутрисхемный эмулятор, то возможности отладки существенно образом урезаны.

Из всех инструментов отладки доступными являются:

- выполнение программы в реальном времени; пошаговое выполнение программы;
- одна (!) точка останова;
- одна точка трассировки (при прохождении точки трассировки обновляется отображение внутренней памяти процессора в окне отладки, что вызывает прекращение работы по программе на некоторое время, а это, в свою очередь, вызывает нарушение работы real-time приложений);
- изменение содержимого любого регистра в режиме останова процессора.

В то же время для микроконтроллеров SX имеется обширная библиотека периферийных модулей, которые можно использовать в сочетании друг с другом:

- коммуникационные интерфейсы I²C, SPI, ISA, IrDA stack, UART, модемные функции;
- стек Интернет-протоколов: UDP, TCP/IP, HTTP, SMTP, POP3;

- протоколы физического уровня SLIP, PPP и драйверы интерфейсных микросхем Ethernet;
- большое количество телекоммуникационных интерфейсов, модулей для измерения и формирования частотных сигналов и т. п.

Для перехода от микроконтроллеров семейства SX к IP2000™ фирма-производитель предлагает целый спектр отладочных средств, а также развитые библиотеки прикладного программного обеспечения для поддержки не только указанных выше, но и современных сетевых решений: драйверы RadioEthernet для карт PCMCIA стандарта 802.11b, а также точек доступа Bluetooth и HomePlug; различные алгоритмы криптозащиты. Имеется возможность создания встраиваемого

WebServer и компактной реализации Java VM для встраиваемых приложений.

Однако при всех явных достоинствах среды разработчика для микроконтроллеров IP2000™, и особенно IP3000™, сокращающих срок разработки сетевых устройств на их основе, в том числе и IP-модулей для распределенных информационно-управляющих систем, неоправданно высока ее цена. Это, к сожалению, предполагает использование указанных средств для разработки серийных изделий, что под силу лишь крупным производственным фирмам.

Заключение

Область коммуникационных технологий сегодня является предметом пристального внимания многих фирм-производителей микроконтроллеров и разработчиков распределенных систем. Совершенствование характеристик и значительное расширение функциональных возможностей коммуникационных процессоров происходит на фоне сокращения среднего времени обновления их поколений до одного года, что свидетельствует о бурном развитии сетевых и Интернет-технологий и возрастающем спросе на них.

На сегодня в России накоплен значительный опыт разработок сетевых устройств и необслуживаемых дистанционно-управляемых IP-модулей для глобально распределенных систем на основе процессоров SX и IP2022. Поддержку разработок ASK Lab (Санкт-Петербургский государственный

университет аэрокосмического приборостроения) в данной перспективной телекоммуникационной области осуществляет ООО «Электроснаб». Авторы выражают искреннюю благодарность его техническому директору М. Г. Родионову за оказываемую техническую помощь.

Литература

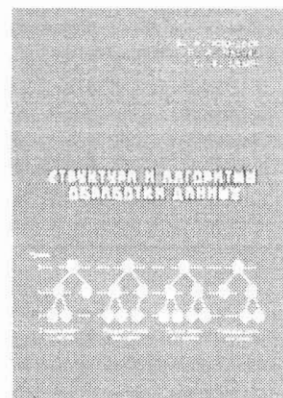
1. **Востриков А. А.** Интернет как коммуникационная среда для встроенных систем управления // В кн.: Информационно-управляющие системы для подвижных объектов / Под общ. ред. М. Б. Сергеева. – СПб.: Политехника, 2002. – С. 42 – 66.
2. **Астапкович А. М., Востриков А. А., Чудиновский Ю. Г., Сергеев М. Б.** Информационно-управляющие системы на основе Интернет // Информационно-управляющие системы. – 2002. – № 1. – С. 12 – 18.
3. www.embedded.com/internet
4. **Kravotta Nicholas.** Embedded TCP/IP: a smorgasbord of options // EDN. – 2001. – N 1. – P. 75 – 80.
5. www.ubicom.com/products
6. **Сергеев М. Б., Чудиновский Ю. Г.** IP-сеть как основа построения распределенных информационно-управляющих систем // В кн.: Информационно-управляющие системы для подвижных объектов / Под общ. ред. М. Б. Сергеева. – СПб.: Политехника, 2002. – С. 33 – 42.
7. **Астапкович А. М., Востриков А. А., Касаткин А. А., Чудиновский Ю. Г., Bishop R.** Опыт использования информационно-управляющих систем для передачи видеоизображений // В кн.: Информационно-управляющие системы для подвижных объектов / Под общ. ред. М. Б. Сергеева. – СПб.: Политехника, 2002. – С. 180 – 197.

А. А. Ключарев, В. А. Матяш, С. В. Щекин.

Структуры и алгоритмы обработки данных: Учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 2003. – 172 с.: ил. ISBN 5-8088-0120-6

Приводятся описания различных форм организации данных в программах, методов обработки данных в различных классах задач и осуществляется их сравнительный анализ.

Учебное пособие предназначено для изучения теоретического материала дисциплин «Структуры и алгоритмы обработки данных» и «Структуры и алгоритмы компьютерной обработки данных» студентами различных форм обучения, проходящих подготовку по специальностям 220400 и 351500 и полностью соответствует требованиям Государственных образовательных стандартов по этим специальностям.



УДК 681.3.07

СИНХРОННОЕ ПРОГРАММИРОВАНИЕ

А. А. Шалыто,

доктор техн. наук, профессор

Д. Г. Шопырин,

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики

В последние годы в Западной Европе при построении ответственных систем широко применяется синхронное программирование, однако на русском языке какие-либо публикации на эту тему отсутствуют. Цель настоящей работы состоит в том, чтобы восполнить указанный пробел.

Synchronous programming is widely used on reliable systems development, but there are no publications in Russian about it. The goal of this paper is to fill the gap.

Введение

Несмотря на широкое распространение универсальных языков программирования, таких как C++ и Java, и технологий программирования на их основе, в мире проводятся работы по созданию специализированных языков и технологий, предназначенных для программирования управления ответственными объектами.

С 1991 года в России для указанного класса систем развивается SWITCH-технология, которая в качестве языка спецификации использует графы переходов [1]. Эта технология была также названа «программирование с явным выделением состояний».

С этого же времени в Западной Европе технологии программирования для управления ответственными объектами развиваются под общим названием «синхронное программирование» [2]. Однако, несмотря на большое количество работ по этой тематике, они практически не известны в России, в частности, в связи с отсутствием публикаций на русском языке.

Цель настоящей работы – восполнить указанный пробел.

Отметим, что SWITCH-технология также является разновидностью синхронного программирования, особенностью которой является использование универсальных языков программирования.

Типы программных систем

В работе [3] выделены следующие типы программных систем:

преобразующие системы – это системы, завершающие свое выполнение после преобразования входных данных (например, архиватор, компилятор). В таких системах обычно входные данные из-

вестны и доступны на момент запуска системы, а выходные данные доступны после ее завершения;

интерактивные системы – это системы, взаимодействующие с окружающей средой в режиме диалога (например, текстовый редактор). Характерной особенностью таких систем является то, что они могут контролировать скорость взаимодействия с окружающей средой – заставлять окружающую среду «ждать»;

реактивные системы – это системы, взаимодействующие с окружающей средой посредством обмена сообщениями в темпе, задаваемом средой.

Применительно к цели настоящей работы, интерес представляют реактивные системы, которые и будут рассматриваться в дальнейшем.

Системы этого класса имеют следующие особенности:

время отклика реактивной системы задается ее окружением;

поведение реактивных систем детерминировано;

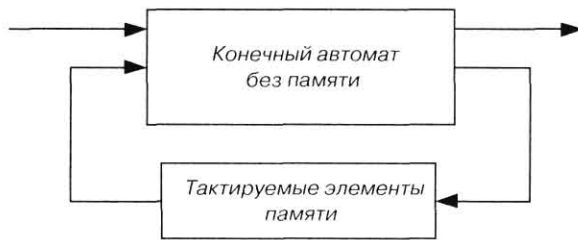
для реактивных систем характерен параллелизм.

В силу специфики задач, решаемых реактивными системами, сбой в работе таких систем недопустим, так как это может повлечь за собой катастрофические последствия.

Типичным примером реактивной системы является автопилот, который не может заставлять ждать окружающую среду. Поведение автопилота должно быть детерминировано. Он должен функционировать параллельно с другими бортовыми системами. Сбой автопилота может привести к катастрофе.

Основные идеи синхронного программирования

Объясним основную идею синхронного программирования. Известно, что схемы делятся на



■ Рис. 1. Синхронный автомат с памятью

синхронные, асинхронные и аperiodические (с самосинхронизацией) [4]. При построении вычислительных машин в основном используются синхронные схемы, важнейшей составляющей которых являются синхронные автоматы с памятью. Каждый из таких автоматов содержит две составляющие (рис. 1):

1) автомат без памяти, осуществляющий функциональное преобразование;

2) тактируемые элементы памяти, хранящие состояние автомата.

Посредством элементов памяти удается обеспечить синхронную передачу сигналов в обратной связи с выходов автомата на его входы, устранив состязания сигналов в обратной связи. Это позволяет разделить состояния автомата в последовательные моменты времени. Тактируемые элементы памяти обеспечивают также синхронизацию поступающих на вход автомата входных воздействий и сигналов обратной связи.

Один из подходов к программной реализации автоматов с памятью состоит в написании по графу переходов автомата системы реализующих его булевых формул. Причем переменные в левой части каждой формулы соответствуют компоненте вектора состояний в текущий момент времени, а в правой части – входным воздействиям в текущий момент времени и компонентам состояния в предыдущий момент.

При этом задержка на такт моделируется переобозначением переменных, соответствующих компонентам состояния, для того, чтобы в новом цикле вычислений «предыдущие» значения стали «настоящими». Таким образом, обеспечивается параллельное (синхронное) вычисление всех компонент вектора состояния.

Пусть, например, необходимо синхронно перейти из состояния «00» в состояние «11». При этом для корректной работы этот переход должен осуществляться непосредственно (синхронно), а не асинхронно – через промежуточные состояния «01» или «10». Переобозначение переменных позволяет этого достигнуть.

В синхронном программировании вводится термин *реакция*. Реакция – это неделимый такт работы системы, в процессе которого все ее компоненты синхронно обрабатывают входные сигналы, изменяют свое состояние и формируют выходные сигналы. Считается, что длительность любой реакции равна нулю.

Таким образом, в синхронном программировании вводится абстрактное дискретное время, каждый момент которого соответствует одной реакции системы.

Существуют две основные модели реактивных систем:

1) системы, управляемые событиями (рис. 2, а);

2) системы, управляемые таймером (рис. 2, б).

Будем рассматривать синхронную систему как совокупность компонентов, задаваемых:

вектором входных переменных \bar{x}_i ;

состоянием y_i ;

вектором выходных воздействий \bar{z}_j .

Тогда реакция системы в целом есть комбинация реакций всех компонентов системы. При этом для каждого компонента справедливы соотношения:

$$\begin{aligned} y_i^{n+1} &= f(y_i^n, \bar{x}_i^n); \\ \bar{z}_j^n &= g(y_i^n, \bar{x}_i^n). \end{aligned} \quad (1)$$

Комбинация реакций отдельных компонентов обеспечивается тем, что входные или выходные значения i -го компонента могут являться также входными значениями для j -го компонента:

$$\begin{aligned} x_i^n(k) &= z_j^n(l), \\ \text{или } x_i^n(k) &= x_j^n(l), \end{aligned} \quad (2)$$

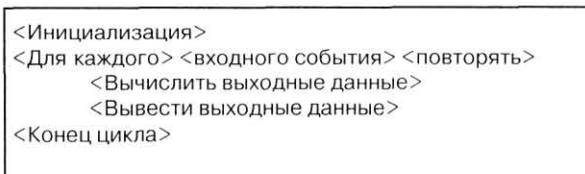
где $x_i^n(k)$ означает k -ю координату вектора \bar{x}_i^n .

Отметим, что система, заданная таким образом, не всегда имеет однозначное детерминированное поведение. Дело в том, что в ней могут возникнуть мгновенные обратные связи. Эта ситуация проиллюстрирована в терминах синхронных конечных автоматов на рис. 3 (мгновенная обратная связь выделена пунктиром).

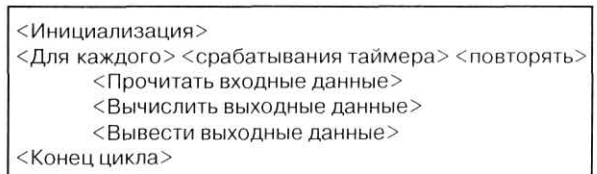
Эта проблема может быть решена как минимум четырьмя разными способами [2].

1. Каждая реакция системы разбивается на последовательность элементарных *микрошагов*. Концепция микрошагов соответствует общепринятому в программировании мнению, что выполнение программы есть последовательность атомарных действий. Однако в этом случае система перестает быть синхронной, так как невозможен

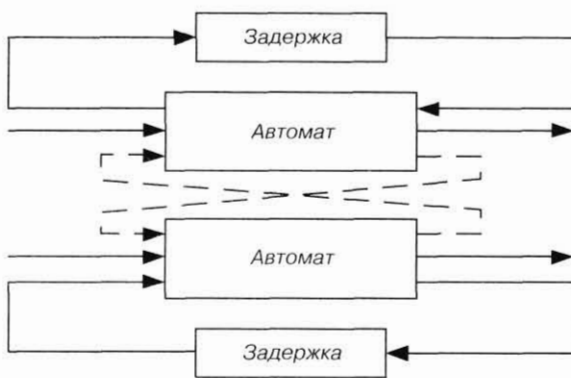
а)



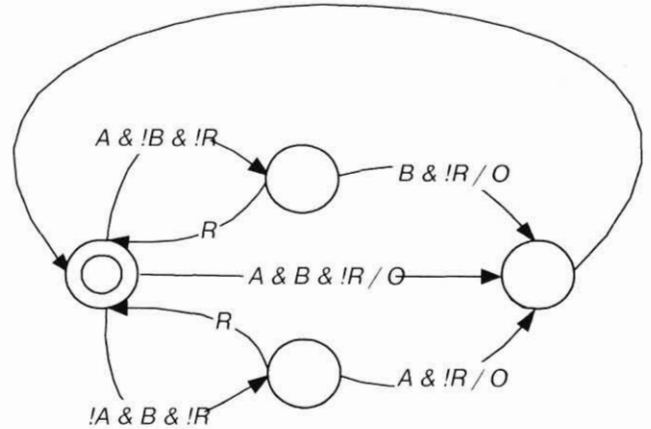
б)



■ Рис. 2. Модели реактивных систем: а – система управления событиями; б – система управления таймером



■ Рис. 3. Мгновенная обратная связь при соединении двух автоматов



■ Рис. 4. Автомат Мулли для решения задачи АВРО

синхронный (без промежуточных состояний) переход из «00» в «11». Кроме того, данный подход приводит к многочисленным противоречивым интерпретациям [5]. Подход используется в Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language (VHDL) [6], Statecharts [7] и других системах.

2. Вводится требование, что система не может содержать мгновенных обратных связей. Например, при их наличии программа не компилируется. Данный подход удобен для программирования систем, тактируемых таймером. Язык программирования Lustre [8] использует данный подход.

3. Вводится требование, что каждой реакции системы соответствует ровно одно детерминированное выражение вида

$$\{state_{n+1}, output_n\} \leftarrow \{state_n, input_n\}, \quad (3)$$

что может иметь место несмотря на наличие мгновенных обратных связей. Такой подход используется в языке Esterel [9].

4. Вводится требование, что каждой реакции может соответствовать одно или более выражений вида (3) (в последнем случае имеет место недетерминированное поведение), либо не соответствовать ни одного (программа заблокирована). Данный подход используется языком Signal [10].

Синхронные языки программирования

Целесообразность применения синхронных языков программирования. В общем случае реактивную систему можно реализовать в виде детерминированного конечного автомата Мулли, представленного в виде графа переходов, дуги которого помечены входными и выходными воздействиями. Однако применение автоматов Мулли в чистом виде ограничено.

■ Таблица 1

Сигнал	Номер реакции											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
A	x				x			x	x		x	x
B		x	x		x			x		x		x
R				x			x	x	x			
O		x			x						x	

В качестве примера рассмотрим так называемую задачу АВРО [11, 12]: сформировать сигнал O, как только произойдет каждый из сигналов A и B. Сигнал R сбрасывает текущее состояние системы. Табл. 1 иллюстрирует выполнение программы, решающей эту задачу.

На рис. 4 приведен автомат Мулли, формализующий решение задачи АВРО. Состояние, отмеченное двумя концентрическими окружностями, является начальным. Формат метки перехода – I / O, где I – условие перехода; O – сигналы, формируемые во время перехода. Квадратные скобки показывают, что на некоторых переходах выходные воздействия могут не формироваться.

Рассмотрим задачу ABCRO, в которой необходимо дождаться трех сигналов – A, B и C. Соответствующий автомат Мулли будет содержать восемь состояний. Очевидно, что для решения задачи A₁A₂...A_nRO потребуется автомат Мулли, содержащий 2ⁿ состояний. Другими словами, размер программы растет экспоненциально в зависимости от размерности задачи.

Теперь рассмотрим программу на языке Esterel, которая решает задачу АВРО (компилятор языка Esterel можно загрузить по адресу <http://www.sop.inria.fr/esterel.org/>):

```

module ABRO:
input A, B, R;
output O;
loop
abort
[await immediate A || await immediate B];
emit O
when immediate R;
[await immediate R || pause]
end;
end module
    
```

Основные конструкции, использованные в этой программе, приведены ниже при описании языка.

Для решения задачи ABCRO достаточно добавить только одну инструкцию. Следовательно, при решении этой задачи размер программы, в отличие от автомата Мулли, растет линейно:

```

module ABCRO:
input A, B, C, R;
output O;
    
```

```

loop
  abort
  [await immediate A || await immediate B
|| await immediate C];
  emit O
  when immediate R;
  [await immediate R || pause]
end;
end module
    
```

Язык программирования Lustre. Язык Lustre – это декларативный язык программирования, оперирующий потоками данных [8]. Этот язык удобен для программирования систем, управляемых таймером.

Потоком данных P называется бесконечная последовательность значений одного и того же типа $p_n, n \in (0, \infty)$, где n – номер реакции системы.

Потоки могут быть следующих разновидностей: константы, значения которых постоянны; входные переменные, определяемые окружением системы; выходные переменные.

Каждая выходная переменная x задается выражением вида $x = E$, означающим, что переменная x всегда равна выражению E . Другими словами, в каждый момент времени справедливо равенство $x_n = E_n$.

Обычные арифметические и логические операторы, операторы сравнения и ветвления расширены для неявной работы с последовательностями. Кроме обычных операторов, доступны два специальных:

1) $pre(x)$ – определяет поток, значение которого на каждом шаге n равно значению потока x на шаге $n - 1$. Если значение потока x на шаге $n - 1$ не определено, то поток $pre(x)$ принимает специальное значение nil ;

2) “ $x \rightarrow y$ ” – определяет поток, значение которого на первом шаге равно значению потока x , а на всех последующих шагах – значению потока y .

Определение переменной может быть рекурсивным (значение переменной может зависеть от ее предыдущих значений).

Для структурирования программ язык Lustre предоставляет узлы (node). Узел – это функция, принимающая несколько входных потоков и возвращающая несколько выходных. Он может использовать локальные потоки. Каждый выходной или локальный поток в узле должен быть определен ровно один раз. Порядок определений не важен.

В качестве примера программы на языке Lustre рассмотрим определение узла, подсчитывающего количество некоторых событий:

```

node COUNT(event: bool)
returns (count: int);
let
  count = (if (event) then 1 else 0) ->
          if (event) then pre(count) + 1
          else pre(count);
tel.
    
```

Узел COUNT принимает поток event типа bool, равный true, если произошло некоторое событие, и выдает поток count типа int, равный ко-

личеству событий, произошедших с момента начала работы системы.

При первом запуске значение count равно единице, если событие произошло, и нулю, если событие не произошло. На всех последующих шагах значение count увеличивается на единицу, если событие произошло, и остается неизменным, если событие не произошло.

Язык программирования Esterel. Язык Esterel – это императивный язык программирования, оперирующий сигналами [9]. Язык Esterel удобен для программирования систем, управляемых событиями. Отметим, что существует графический язык программирования SyncCharts [13], семантика которого полностью соответствует семантике языка Esterel.

Сигнал – это событие, жизненный цикл которого ограничен одной реакцией системы. Программа может проверить наличие входных и выходных сигналов и формировать (emit) выходные сигналы. Сигнал присутствует тогда и только тогда, когда он установлен системой или системным окружением во время текущей реакции. С сигналом может быть ассоциировано значение, например, с сигналом SPEED может быть ассоциировано значение, равное текущей скорости.

Система, реализованная на языке Esterel, состоит из нескольких вложенных, параллельно работающих потоков выполнения (threads). Потоки взаимодействуют между собой исключительно посредством сигналов. Сигнал, сформированный одним из потоков, может быть получен другими потоками (только во время той же реакции).

Программа на языке Esterel состоит из последовательности императивных инструкций. Инструкция начинает свое выполнение в момент времени t , выполняется и завершается в момент $t' \geq t$. Инструкция называется *мгновенной*, если $t' = t$, и *длительной*, если $t' > t$.

Примером мгновенной инструкции является инструкция emit S, формирующая сигнал S. Примером длительной инструкции является инструкция await S, ожидающая первой следующей реакции, в которой присутствует сигнал S.

Инструкции могут выполняться последовательно и параллельно. Выражение $p; q$ означает, что q начинает выполняться в тот же момент, когда заканчивает выполняться p . Выражение $p \parallel q$ означает, что p и q запускаются одновременно (параллельно), разветвляя текущий поток. Выполнение выражения $p \parallel q$ завершается в тот же момент, когда завершаются и p , и q .

Особенностью языка Esterel являются *вытесняющие инструкции*. Вытеснение – это отказ некоторому процессу в праве выполняться навсегда (сильная форма) или временно (слабая форма) [14].

Инструкция abort p when S относится к сильной форме вытеснения. Процесс p вытесняется навсегда (прерывается) в момент выполнения условия S.

Инструкция suspend p when S относится к слабой форме вытеснения. Процесс p временно вытесняется (замораживается) в момент выполнения условия S.

Отметим следующие характерные черты вытесняющих инструкций языка Esterel:

телом вытесняющей инструкции может быть любая, сколь угодно сложная, последовательность инструкций;

вытесняющие инструкции могут вкладываться друг в друга, естественным образом задавая приоритеты.

Более подробно вытесняющие инструкции языка Esterel рассмотрены в работе [11].

Пример программы на языке Esterel был рассмотрен выше. В качестве еще одного примера использования этого языка рассмотрим программу управления микроволновой печью.

Микроволновая печь может иметь несколько режимов приготовления пищи (приготовление картофеля, говядины и т. д.) Параметры работы печи (мощность излучения, мощность гриля и т. д.) изменяются в зависимости от выбранного режима, объема приготовляемой пищи и времени. Процесс приготовления должен быть приостановлен, если открыта дверца печи, и прерван, если нажата кнопка «стоп».

Код, управляющий параметрами работы печи, может быть весьма сложным. Однако ниже приводится сильно упрощенная версия, в которой основное внимание уделяется прерыванию процесса приготовления пищи:

```

module OVEN:
input start, stop, open;
output heat, bell;
loop
  await start;
  emit bell;
  abort
  suspend
    repeat 5 times
      emit heat;
      pause;
    end repeat;
  when open;
  when stop;
  emit bell;
end loop;
end module
    
```

Перечислим сигналы, которые принимает и формирует модуль OVEN.

1. Входные сигналы:

start – нажата кнопка «старт»;
 stop – нажата кнопка «стоп»;
 open – открыта дверца печи.

2. Выходные сигналы:

heat – греть;
 bell – издать звонок, уведомляющий о начале/конце работы.

В табл. 2 приведен пример работы этой программы.

Комментарий для каждой реакции:

1. Ничего не происходит.
 2. Нажата кнопка «старт», издан звонок, нагревание.

■ Таблица 2

Сигнал	Номер реакции													
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
start		x						x						
stop						x								
open				x			x				x			
heat		x	x		x			x	x	x		x	x	
bell		x				x		x						x

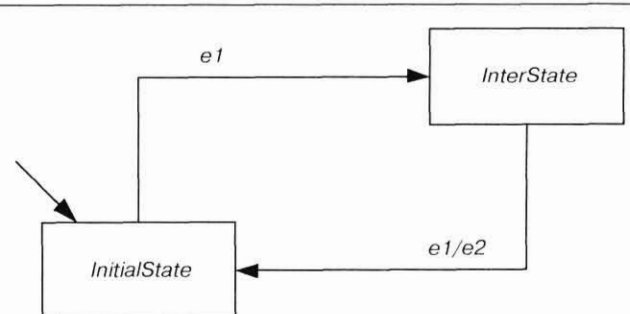
3. Нагревание.
4. Открыта дверца, нагревание приостановлено.
5. Нагревание.
6. Нажата кнопка «стоп», приготовление прервано, издан звонок.
7. Открыта дверца.
8. Нажата кнопка «старт», издан звонок, нагревание.
9. Нагревание.
10. Нагревание.
11. Открыта дверца, нагревание приостановлено.
12. Нагревание.
13. Нагревание.
14. Приготовление завершено, издан звонок.

Язык программирования Argos. Язык Argos – это графический язык программирования, оперирующий конечными автоматами [15].

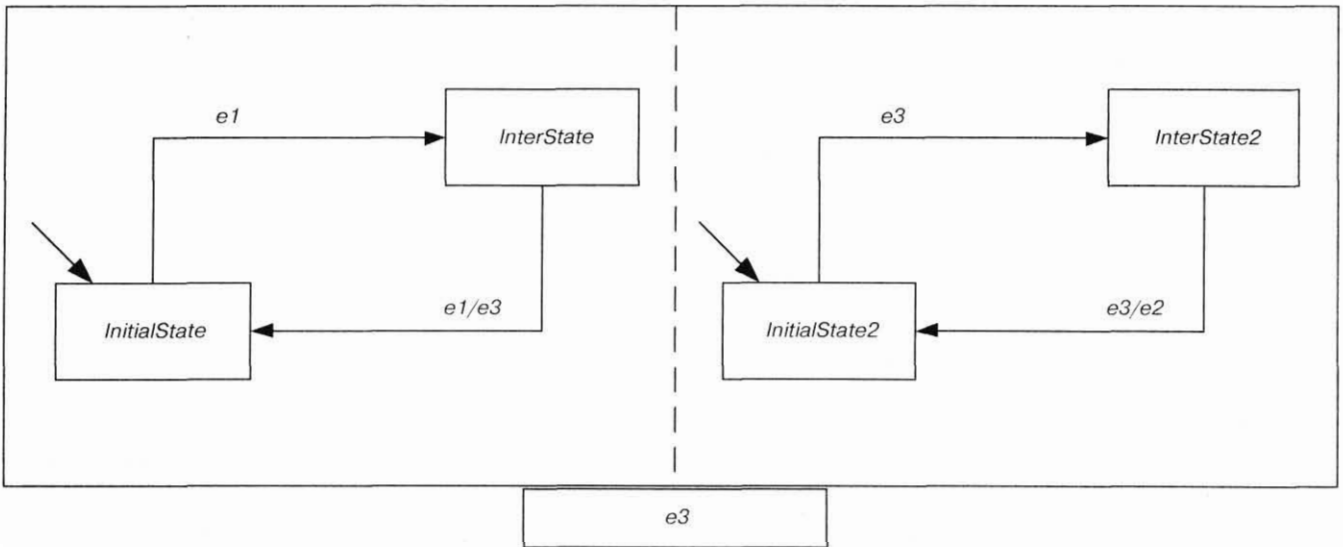
Поведение системы в языке Argos описывается графом переходов. Программа на рис. 5 по каждому второму событию e1 генерирует событие e2.

Множество состояний на графе переходов обозначается множеством прямоугольников. Прямоугольники помечены строками, идентифицирующими состояния системы. Граф переходов имеет одно начальное состояние, помеченное дугой без начальной вершины.

Множество переходов между состояниями представлено множеством помеченных дуг. Метки переходов состоят из входного и выходного воздействий, записанных в формате I [/O]. Входные и выходные воздействия оперируют событиями. Входное воздействие I – это условие, которое должно быть выполнено для осуществления перехода. Выходное воздействие O – это множе-



■ Рис. 5. Простая программа на языке Argos



■ Рис. 6. Параллельное выполнение автоматов

ство событий, которые должны быть сформированы при осуществлении перехода.

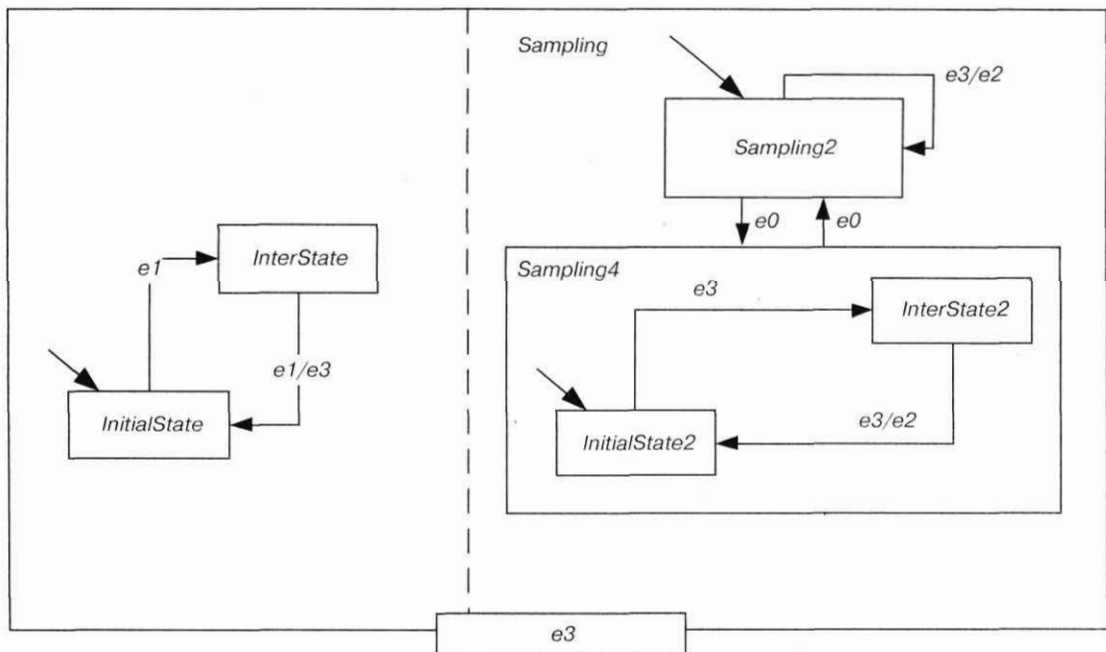
Преимуществом такого представления является простота проверки детерминизма системы. Поведение системы недетерминировано, если из одного состояния существует более одного перехода с эквивалентными входными воздействиями, но ведущие в разные состояния и/или с разными выходными воздействиями.

Для моделирования больших систем язык Argos предоставляет разнообразные средства структурирования программ. При этом программа разбивается на множество компонентов, состоящих из конечных автоматов.

Компоненты, разделенные пунктирной линией, выполняются параллельно. На рис. 6 показана программа, по каждому четвертому событию $e1$ генерирующая событие $e2$.

Автоматы могут взаимодействовать между собой посредством событий. Выходные события одного автомата могут быть входными событиями для другого автомата. Язык Argos позволяет задать область видимости локального события. На рис. 6 область видимости события $e3$ ограничена прямоугольником, охватывающим оба автомата.

В состояние автомата может быть вложена подсистема. На рис. 7 приведена программа, де-



■ Рис. 7. Вложение подсистем

монстрирующая вложение подсистем. Переключение режимов осуществляется событием `e0`.

До первого события `e0` подсистема `Sampling` находится в состоянии `Sampling2`. При получении события `e0` эта подсистема переходит в состояние `Sampling4`. В этот момент создается подсистема `Sampling4` и запускается в своем начальном состоянии `InitialState2`. При повторном получении события `e0` подсистема `Sampling4` уничтожается и подсистема `Sampling` переходит в состояние `Sampling2`.

Синхронное программирование и тестирование

Тестирование синхронных программ обычно сводится к проверке выполнения некоторых *условий безопасности* (safety properties) [16]. Условия безопасности формулируются в зависимости от специфики решаемой задачи. Например, микроволновая печь должна быть выключена, если открыта ее дверца.

Поведение синхронной программы почти всегда зависит от окружающей среды. Программа разрабатывается исходя из некоторых предположений о свойствах этой среды. Эти предположения формулируются в виде *условий реалистичности*. Например, про микроволновую печь может быть известно, что сигналы `start` и `open` не могут возникать одновременно.

Условия безопасности и условия реалистичности могут быть выражены в виде *синхронных наблюдателей* (synchronous observers). Синхронный наблюдатель – это модуль, запускаемый параллельно с тестируемой программой. В случае нарушения контролируемого условия наблюдатель формирует соответствующий сигнал. Наблюдатели могут быть реализованы на том же языке, что и тестируемая программа.

Для многих синхронных языков существуют системы верификации, позволяющие автоматизировать проверку условий безопасности. Например, вместе с компилятором языка Esterel поставляется система верификации Xeve [17].

Эта система анализирует программу, состоящую из тестируемой программы и ее наблюдателей. Далее генерируется конечный автомат, каждое состояние которого соответствует состоянию анализируемой программы. Затем проверяется, достижимы ли состояния автомата, в которых нарушаются условия безопасности. Пользователь сам указывает сигнал, наличие или отсутствие которого указывает на нарушение условия безопасности.

Рассмотрим пример тестирования модуля `Oven`, управляющего микроволновой печью. Для этого построим программу, состоящую из трех модулей, два из которых (`NoStartWhenOpenAssumption` и `HeatingWhenOpenProperty`) являются синхронными наблюдателями, а третий (`OvenTest`) запускает тестируемый модуль `Oven` параллельно с этими наблюдателями:

```
module NoStartWhenOpenAssumption:
input start, open;
output START_OPEN_INVALID;
loop
  present start and open then
    emit START_OPEN_INVALID;
  end;
  pause;
end
end module

module HeatingWhenOpenProperty:
input open, heat, START_OPEN_INVALID;
output HEATING_WHEN_OPEN;
loop
  present open and heat and not
START_OPEN_INVALID then
    emit HEATING_WHEN_OPEN;
  end;
  pause;
end
end module

module OvenTest:
input start, stop, open, ready;
output heat, bell, HEATING_WHEN_OPEN,
START_OPEN_INVALID;
run Oven
  || run NoStartWhenOpenAssumption
  || run HeatingWhenOpenProperty
end module
```

В данном примере условие безопасности нарушается, если присутствует сигнал `HEATING_WHEN_OPEN`. Система Xeve сообщает, что вышеуказанный сигнал никогда не будет сформирован и, следовательно, соответствующее условие безопасности никогда не будет нарушено.

Автоматическое тестирование позволяет упростить сертификацию программных систем.

Заключение

В настоящей работе выполнен обзор языков синхронного программирования, позволяющих повысить надежность программного обеспечения по сравнению с традиционными языками и технологиями. Объяснено, почему этот класс языков назван синхронными. Приведены примеры использования этих языков.

Наряду с синхронными языками программирования, созданными в Западной Европе, в России развивается SWITCH-технология, которая также предназначена для построения ответственных систем. С большим числом проектов, построенных с использованием этой технологии, можно ознакомиться на сайте <http://is.ifmo.ru>, раздел «Проекты».

Эти проекты выполняются в рамках движения за открытую проектную документацию, что является особенно важным для ответственных систем [18].

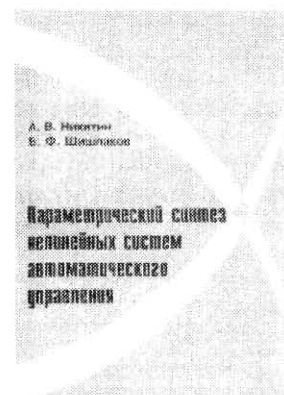
Литература

1. **Шальто А. А.** SWITCH-технология. Алгоритмизация и программирование задач логического управления. – СПб.: Наука, 1998. – 628 с.
2. **Benveniste A.** The synchronous languages 12 years later // Proceedings of the IEEE. – Vol. 91. – N 1. – January 2003. – P. 64–83.
3. **Harel D., Pnueli A.** On the development of reactive systems // In logic and models of concurrent systems. NATO advanced study institute on logic and models for verification and specification of concurrent systems. Springer Verlag, 1985. – P. 477–498.
4. **Апериодические автоматы** / А. Г. Астановский, В. И. Варшавский, В. Б. Мараховский и др. – М.: Наука, 1976. – 423 с.
5. **Harel D., Naamad A.** The stalemate semantics of statecharts // ACM Trans. Softw. Eng. Methodology. – Vol. 5. – Oct. 1996. – P. 293–333.
6. **IEEE Standard VHDL Language Reference Manual** // IEEE Press, Piscataway, NJ, 1994. – P. 1076–1993.
7. **Harel D.** Statecharts: A visual formalism for complex systems // Sci. Comput. Program. – Vol. 8. – June 1987. – P. 231–274.
8. **Caspi P., Pilaud D., Halbwachs N., Plaice J. A.** LUSTRE: A declarative language for programming synchronous systems // In ACM Symp. Principles Program. Lang. (POPL) – Munich, Germany, 1987. – P. 178–188.
9. **Berry G., Gonthier G.** The Esterel synchronous programming language: Design, semantics, implementation // Sci. Comput. Program. – Vol. 19. – Nov. 1992. – P. 87–152.
10. **Benveniste A., Guemic P.** Hybrid dynamical systems theory and the SIGNAL language // IEEE Trans. Automat. Contr. – Vol. AC-35. – May 1990. – P. 535–546.
11. **Berry G.** The Esterel v5 Language Primer, July 2000. <ftp://ftp-sop.inria.fr/meije/esterel/papers/primer.pdf>. – 148 p.
12. **Jourdan M., Lagnier F., Raymond P., Maraninchi F.** A Multiparadigm language for Reactive Systems // In 5th IEEE International Conference on Computer Languages, Toulouse, May 1994. – IEEE Computer Society Press. – P. 211–218.
13. **Andre C.** Representation and analysis of reactive behaviors: A Synchronous Approach. – CESA'96, Lille, France, IEEE-SMC, July 1996.
14. **Berry G.** Preemption in concurrent systems // Proceedings of FSTTCS 93. – Springer Verlag, LNCS 761, 1993. – P. 72–93.
15. **Maraninchi F.** The Argos language: Graphical representation of automata and description of reactive systems // Presented at the IEEE Workshop Visual Lang., Kobe, Japan, 1991. – 7 p.
16. **Raymond P., Weber D., Nicollin X., Halbwachs N.** Automatic testing of reactive systems. Proc. 19th IEEE Real-Time Syst. Symp., Madrid, Spain. – Dec. 1998, P. 200–209.
17. **Bouali A.** Xeve: An Esterel verification environment. // Proc. 10th Int. Conf. Comput.-Aided Verification (CAV '98), vol. 1427, LNCS, Vancouver, BC, 1998. P. 500–504.
18. **Шальто А. А.** Новая инициатива в программировании. Движение за открытую проектную документацию // Информационно-управляющие системы. – 2003. – № 4 – С. 52–56.

А. В. Никитин, В. Ф. Шишлаков

Параметрический синтез нелинейных систем автоматического управления: Монография / Под ред. В. Ф. Шишлакова; СПбГУАП. СПб., 2003. – 358 с.: ил. ISBN 5-8088-0096-X

В монографии рассматриваются методы параметрического синтеза непрерывных, импульсных, дискретных, дискретно-непрерывных линейных и нелинейных систем автоматического управления, математическую основу которых составляет обращение прямого вариационного метода анализа (обобщенного метода Галеркина) на решение поставленной задачи, а также получение аналитических соотношений «вход–выход», определяющих интегралы Галеркина для широкого спектра нелинейных характеристик как в случае идеального АИМ, так и при учете конечной длительности замыкания модуляторов типа I и II. Приведен алгоритм программного комплекса, реализующего обобщенный метод Галеркина для синтеза параметров САУ.



УДК.621.396.67

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ НАГРЕВОСТОЙКИХ АНТЕНН С ПЛИТОЧНОЙ ЗАЩИТОЙ ПРИ СОЛНЕЧНОМ НАГРЕВЕ ПАРАБОЛОИДНЫМ КОНЦЕНТРАТОРОМ

А. А. Оводенко,

доктор техн. наук, профессор

В. Н. Красюк,

доктор техн. наук, профессор

В. К. Федотченко,

канд. техн. наук, доцент

В. В. Горбацкий,

ассистент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

В статье рассмотрены вопросы, связанные с энергетическими характеристиками солнечной печи и погрешностями измеряемого распределения поля, возникающими в результате смещения исследуемой нагревостойкой антенны относительно фокуса параболического отражателя, а также приведены результаты экспериментальных исследований.

In this article the questions connected to power characteristics of the solar furnace and errors of measured distribution of a field, arising are considered as a result of displacement researched proof to heating antenna concerning focus of a paraboloidal reflector, and also results of experimental researches are resulted.

В информационно-управляющем контуре многоазимутного космического корабля антенны выполняют одну из определяющих функций для автоматизированной системы посадки на аэродром. Кроме того, в процессе полета на антенны воздействуют внешние факторы, такие как давление, радиация, космический холод, радиационный нагрев и нагрев до высоких температур при входе корабля в атмосферу, которые резко изменяют их характеристики. Это приводит к сбою в работе всей информационно-управляющей системы космического корабля. Результаты проведенных на полигоне г. Луга экспериментальных исследований нагревостойких антенн приведены в данной статье.

Первичная энергия вводится в солнечную печь в виде прямой солнечной радиации, плотность которой мало зависит от географического положения и в среднем составляет в ясный день от 600 до 850 Вт/м². Местные погодные-климатические условия определяют лишь ресурс свободного времени. Поэтому от концентрирующей оптической системы зависят энергетические и температурные возможности исследований. На основе статистического подхода к заданию параметров точ-

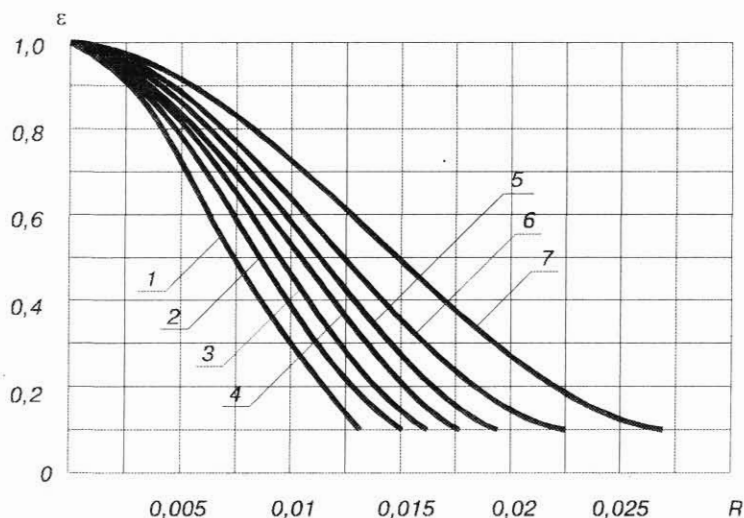
ности оптических систем разработана универсальная схема расчета характеристик поля концентрированного солнечного излучения в высокотемпературных установках с параболическими концентраторами. Согласно этой схеме, распределение энергии вдоль радиуса рабочего пятна параболического, сфокусированного на Солнце, описывается функцией [2]

$$\xi = \exp \left[- \left(\frac{180}{\pi} \right)^2 (1 - \cos \psi_0)^2 R^2 \right], \quad (1)$$

где $\xi = S/S_{\max}$ характеризует относительную величину плотности энергии в точках фокального изображения.

Абсолютное значение максимальной плотности и обобщенный радиус фокального пятна равны соответственно

$$S_{\max} = \left(\frac{180}{\pi} \right)^2 S_0 R_3 \sin^2 \psi_0 h^2; \quad (2)$$



■ **Рис. 1.** Зависимость характеристик рабочего пятна солнечной оптической печи от угла раскрытия параболического зеркала ψ_0 в меридиональной плоскости: 1 – $\psi_0 = 10^\circ$; 2 – $\psi_0 = 40^\circ$; 3 – $\psi_0 = 50^\circ$; 4 – $\psi_0 = 60^\circ$; 5 – $\psi_0 = 70^\circ$; 6 – $\psi_0 = 80^\circ$; 7 – $\psi_0 = 90^\circ$

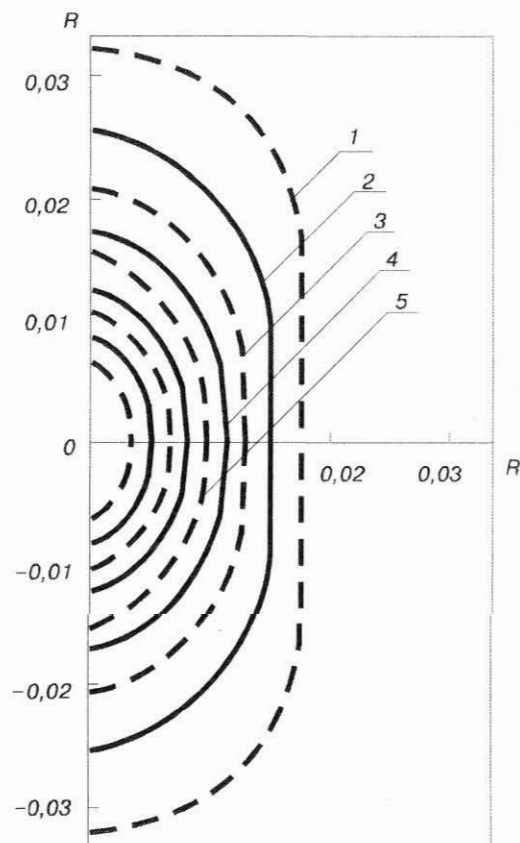
$$R = h \frac{r}{p}, \quad (3)$$

где S_\odot – плотность прямой солнечной радиации, Вт/м² или ккал/м²ч; R_3 – коэффициент отражения зеркала; $p = 2f_0$ – фокальный параметр образующей параболы концентратора (двойное фокусное расстояние), м; ψ_0 – угол раскрытия параболического зеркала в меридиональной плоскости (на сторону), угл. град; r – радиус точки фокального изображения, м; h – параметр (мера) точности зеркала.

Параметр h учитывает в среднем неточность зеркальной поверхности параболического зеркала в предположении, что локальные неточности распределены в соответствии со статистическими закономерностями. Для наиболее точных прожекторных параболических концентраторов с углом $\psi_0 = 60^\circ$ параметр точности $h \approx 4$, что соответствует максимальной плотности в центре фокального пятна $S_{\max} = 30 \cdot 10^{10}$ Вт/м². На рис. 1 приведены характеристики рабочего пятна солнечной оптической печи в зависимости от угла ψ_0 , а на рис. 2 показана обобщенная структура поля излучения, создаваемого параболическим концентратором с углом раскрытия $\psi_0 = 60^\circ$, в околофокальной области. Параметр h характеризует не только неточность зеркальной поверхности концентратора, но и угловой размер Солнца, или степень непараллельности падающих на параболический концентратор лучей. Если непараллельность падающих лучей характеризовать угловым радиусом солнечного диска ψ_\odot , видимого непосредственно с Земли, то после отражения от реальной зеркальной поверхности непараллельность должна быть охарактеризована уже углом $\psi > \psi_\odot$, или

$$\psi = \psi_\odot \left(1 + \sum_{i=1}^n \delta\psi_i \right), \quad (4)$$

где $\sum_{i=1}^n \delta\psi_i$ – относительная угловая неточность зеркала концентратора при однократном отраже-



■ **Рис. 2.** Структура поля излучения, создаваемого параболическим концентратором с углом раскрытия $\psi_0 = 60^\circ$, в околофокальной области: 1 – $\epsilon = 0,1$; 2 – $\epsilon = 0,2$; 3 – $\epsilon = 0,3$; 4 – $\epsilon = 0,4$; 5 – $\epsilon = 0,5$

нии в режиме непосредственного слежения за Солнцем (кратность отражения $n = 1$) или при многократном отражении в схеме солнечной печи с одним или несколькими гелиостатами ($n = 2, 3 \dots$). Угол ψ однозначно связан с параметром точности системы h

$$h\psi = \sqrt{\ln \frac{1}{1-\eta}}, \quad (5)$$

где η – коэффициент улавливания энергии, равный доле энергии в части фокального изображения, соответствующей углу ψ , выраженному в градусах.

Если обратиться к стенду для измерения характеристик антенн с плиточной теплозащитой (ТЗП) [1], то, как следует из рис. 2, перемещая нагреваемый образец вдоль оптической оси параболоида солнечной печи относительно фокуса, можно варьировать темпом нагрева ТЗП и площадью на образце, подвергающейся нагреву. Но поскольку исследуемая антенна с ТЗП одновременно является облучателем для параболоида солнечной печи в своем рабочем диапазоне длин волн, необходимо исследовать влияние смещения облучателя вдоль оптической оси параболоида относительно его фокуса на распределение поля в раскрыве параболоида. На основании измерения амплитудного распределения поля производится расчет диаграммы направленности (ДН) исследуемой антенны с ТЗП при нагреве последней солнечной радиацией.

В теории антенн с неточностью установки облучателя связывается нарушение синфазности в распределении поля в раскрыве зеркала, что приводит к искажению ДН (в дальней зоне) антенны с параболическим зеркалом. Считается, что отклонения от синфазного поля могут лежать в пределах $\pm \pi/4$. По величине этой допустимой фазовой ошибки и находится необходимая точность допустимого смещения облучателя вдоль оптической оси относительно фокуса параболоида

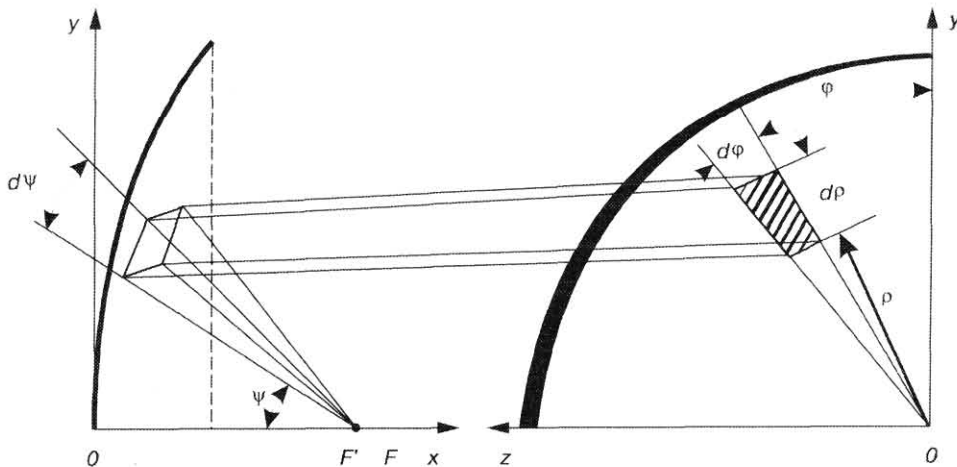
$$|\Delta f| \leq \frac{\lambda}{8(1 - \cos \psi_0)}. \quad (6)$$

Изменения амплитудного распределения поля в раскрыве зеркала на ДН оказывают меньшее влияние. Высокие требования к фазовому распределению объясняются тем, что ДН в дальней зоне связана преобразованием Фурье с амплитудно-фазовым распределением поля в раскрыве параболоида. При восстановлении амплитудной ДН облучателя по амплитудному распределению поля в раскрыве параболоида, что осуществляется на измерительном стенде, целесообразно произвести оценку влияния смещения исследуемой антенны с ТЗП вдоль оптической оси параболоида солнечной печи на амплитудное распределение поля в его раскрыве.

Найдем амплитудное распределение поля в раскрыве зеркала, если известна ДН облучателя по мощности $P_{обл}(\psi, \varphi)$, считая, что всюду по раскрыву поле имеет одинаковую поляризацию. Пусть $d\Omega = \sin \psi d\psi d\varphi$ – элементарный телесный угол с вершиной в точке установки облучателя на оптической оси параболоида, причем точка установки может быть смещена относительно фокуса параболоида. В этом случае произведение $P_{обл}d\Omega$ есть поток энергии внутри телесного угла $d\Omega$. Предположим, что лучи, ограничивающие этот угол, после отражения от зеркала ограничивают некоторую площадку dS , которая лежит в плоскости раскрыва. Если $\Pi(\rho, \varphi)$ есть среднее значение вектора плотности потока электромагнитной энергии на площадке dS , то справедливо следующее равенство

$$P_{обл}(\psi, \varphi)d\Omega = \Pi(\rho, \varphi)dS, \quad (7)$$

означающее, что весь поток энергии, заключенный в телесном угле $d\Omega$, после отражения проходит через площадку dS . Равенство (7) можно преобразовать, если вместо $P_{обл}(\psi, \varphi)$ ввести коэффициент направленного действия (КНД) облучателя $D_{обл}$



■ Рис. 3. Зависимость площади dS от телесного угла $d\Omega = \sin \psi d\psi d\varphi$.

$$D_{\text{обл}}(\psi, \varphi) = 4\pi \frac{P_{\text{обл}}(\psi, \varphi)}{P_{\text{обл}}}, \quad (8)$$

где $P_{\text{обл}}$ – полная мощность излучения облучателя. Величина $\Pi(\rho, \varphi)$ связана с напряженностью электрического поля в раскрыве зеркала соотношением

$$\Pi(\rho, \varphi) = \frac{E^2(\rho, \varphi)}{240\pi}. \quad (9)$$

Пользуясь соотношениями (8), (9), вместо равенства (7) получим

$$E(\rho, \varphi) = \sqrt{60P_{\text{обл}}} \sqrt{D_{\text{обл}}(\psi, \varphi)} \sqrt{\frac{d\Omega}{dS}}. \quad (10)$$

Таким образом, чтобы найти распределение поля в раскрыве зеркала, необходимо найти связь между $d\Omega$ и dS . В цилиндрических координатах (рис. 3)

$$dS = \rho d\rho d\varphi. \quad (11)$$

В простейшем случае, если вершина телесного угла Ω расположена в фокусе параболоида [3], то

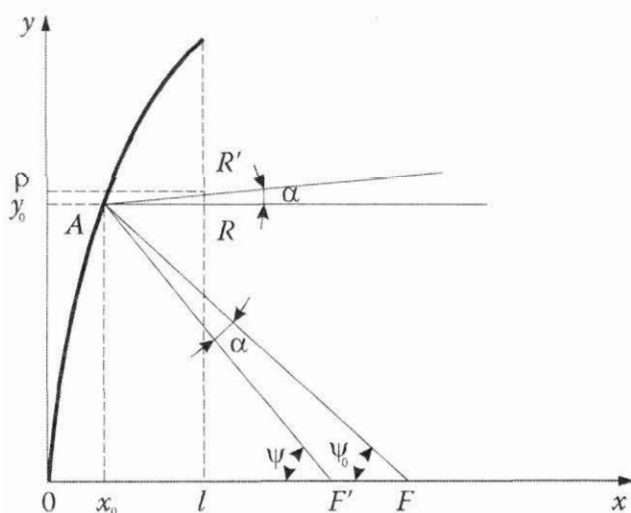
$$\rho = 2f_0 \operatorname{tg} \frac{\psi}{2}; \quad (12)$$

$$d\rho = f_0 \frac{d\psi}{\cos^2 \frac{\psi}{2}}; \quad dS = \frac{f_0^2}{\cos^4 \frac{\psi}{2}} d\Omega. \quad (13)$$

Подставляя соотношения (13) в (10), получим

$$E(\rho, \varphi) = \frac{1}{f_0} \cos^2 \frac{\psi}{2} \sqrt{60P_{\text{обл}}} \sqrt{D_{\text{обл}}(\psi, \varphi)}. \quad (14)$$

Следовательно, с учетом равенства (12)



■ Рис. 4. Смещение облучателя из фокуса вдоль оптической оси параболоида

$$\sqrt{D_{\text{обл}}(\psi, \varphi)} = \frac{f_0 E(\rho, \varphi)}{\cos^2 \left(\operatorname{arctg} \frac{\rho}{2f_0} \right) \sqrt{60P_{\text{обл}}}}. \quad (15)$$

Рассмотрим влияние смещения облучателя из фокуса вдоль оптической оси параболоида на амплитудное распределение поля в раскрыве. В этом случае вершина телесного угла $d\psi$ располагается в точке F' (рис. 4), т. е. $OF = f_0$, $OF' = f_0 + \Delta f = f$. Из очевидных соотношений

$$(f - x_0) \operatorname{tg} \psi = y_0; \quad (16)$$

$$x_0 = \frac{y_0^2}{4f_0} \quad (17)$$

получим уравнение

$$\frac{\operatorname{tg} \psi}{4f_0} y_0^2 + y_0 - f \operatorname{tg} \psi = 0, \quad (18)$$

откуда, отбрасывая отрицательное значение решения уравнения, получаем

$$y_0 = \frac{2f_0 \left(\sqrt{1 + \frac{f}{f_0} \operatorname{tg}^2 \psi} - 1 \right)}{\operatorname{tg} \psi}. \quad (19)$$

Из геометрии (см. рис. 4) следует

$$\rho = y_0 + (l - x_0) \operatorname{tg} \alpha = 0; \quad (20)$$

$$\alpha = \psi - \psi_0. \quad (21)$$

Согласно свойствам параболы

$$y_0 = 2f_0 \operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2}, \quad (22)$$

тогда

$$\psi_0 = 2 \operatorname{arctg} \frac{y_0}{2f_0} = 2 \operatorname{arctg} \frac{\left(\sqrt{1 + \frac{f}{f_0} \operatorname{tg}^2 \psi} - 1 \right)}{\operatorname{tg} \psi}; \quad (23)$$

$$\alpha = \psi - 2 \operatorname{arctg} \frac{\left(\sqrt{1 + \frac{f}{f_0} \operatorname{tg}^2 \psi} - 1 \right)}{\operatorname{tg} \psi}. \quad (24)$$

Подставляя соотношения (19), (23), (24) в (20) и учитывая (17), получим общее выражение для координаты точки раскрыва

$$\rho = \frac{2f_0 \left(\sqrt{1 + \frac{f}{f_0} \operatorname{tg}^2 \psi} - 1 \right)}{\operatorname{tg} \psi} + \left[l - \frac{f_0 \left(\sqrt{1 + \frac{f}{f_0} \operatorname{tg}^2 \psi} - 1 \right)^2}{\operatorname{tg}^2 \psi} \right] \times$$

$$\times \operatorname{tg} \left[\psi - \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 + \frac{f}{f_0} \operatorname{tg}^2 \psi} - 1}{\operatorname{tg} \psi} \right]. \quad (25)$$

Подкоренные выражения в (25) можно представить в виде

$$\sqrt{1 + \frac{f}{f_0} \operatorname{tg}^2 \psi} = \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \psi + \frac{\Delta f}{f_0} \operatorname{tg}^2 \psi} = \sqrt{a + h}, \quad (26)$$

где $h \ll a$, и воспользоваться разложением в ряд Тейлора

$$F(a + h) = F(a) + \frac{h}{1!} F'(a) + \frac{h^2}{2!} F''(a) + \dots \quad (27)$$

Ввиду малости Δf достаточно ограничиться первыми двумя членами разложения. Учитывая, что $\operatorname{tg} \alpha \approx \alpha$ ($\alpha \ll \psi$, $\alpha \ll \psi_0$) и разложив в ряд последний сомножитель в (25), получим упрощенное выражение для ρ :

$$\rho \approx 2f_0 \operatorname{tg} \frac{\psi}{2} + \Delta f \sin \psi \left\{ \frac{\Delta f}{2f_0} + \left(1 + \sin^2 \frac{\psi}{2} \right) - \frac{l}{f_0} \cos^2 \frac{\psi}{2} \right\}. \quad (28)$$

Полагая, что первое слагаемое в фигурных скобках пренебрежимо мало, приведем выражение (28) к виду

$$\rho \approx 2f_0 \operatorname{tg} \frac{\psi}{2} + \left[\frac{(3f_0 - l)\Delta f}{2f_0} \sin \psi - \frac{(f_0 + l)\Delta f}{4f_0} \sin 2\psi \right]. \quad (29)$$

Тогда

$$\rho d\rho d\varphi \approx \sin \psi d\psi d\varphi \left\{ \frac{f_0^2}{\cos^4 \frac{\psi}{2}} + \frac{f_0}{\cos^2 \frac{\psi}{2}} (a \cos \psi - 2b \cos 2\psi) + \frac{f_0}{\cos^2 \frac{\psi}{2}} (a - 2b \cos \psi) + (a - 2b \cos \psi)(a \cos \psi - 2b \cos 2\psi) \right\}, \quad (30)$$

где

$$a = \frac{(3f_0 - l)\Delta f}{2f_0}; \quad b = \frac{(f_0 + l)\Delta f}{4f_0}, \quad (31)$$

откуда

$$\sqrt{\frac{d\Omega}{dS}} = \left[\frac{f_0^2}{\cos^2 \frac{\psi}{2}} (a \cos \psi - 2b \cos 2\psi + a - 2b \cos \psi) + \right.$$

$$\left. + (a - 2b \cos \psi)(a \cos \psi - 2b \cos \psi) \right]^{-1/2}. \quad (32)$$

Последнее слагаемое в подкоренном выражении пренебрежимо мало, поэтому, отбрасывая его и применяя к получившемуся выражению разложение в ряд Тейлора с учетом первых двух его членов, получим

$$\sqrt{\frac{d\Omega}{dS}} = \left\{ \frac{f_0^2}{\cos^4 \frac{\psi}{2}} \pm 2f_0 [a - 2b(2 \cos \psi - 1)] \right\}^{-1/2}. \quad (33)$$

При смещении облучателя из фокуса точное выражение для расчета распределения поля в раскрытии (10) имеет вид

$$E(\rho, \varphi) = \sqrt{60P_{\text{обл}}} \sqrt{D_{\text{обл}}(\psi, \varphi)} \sqrt{\frac{d\Omega}{dS}} \frac{1}{\cos \alpha}. \quad (34)$$

Однако последний сомножитель равен 1, так как $\cos \alpha \approx 1$. Подставляя (33) в (34) с учетом (31), получим

$$E(\rho, \varphi) = \frac{\cos^2 \frac{\psi}{2} \sqrt{60P_{\text{обл}}} \sqrt{D_{\text{обл}}(\psi, \varphi)}}{f_0^2 + 4\Delta f f_0 \cos^4 \frac{\psi}{2} \left(1 - \frac{f_0 + l}{2f_0} \cos \psi \right)}. \quad (35)$$

Следовательно, КНД облучателя с учетом смещения его вдоль оптической оси параболоида имеет вид

$$\sqrt{D_{\text{обл}}(\psi, \varphi)} = E(\rho, \varphi) \times \frac{f_0 + 2\Delta f \cos^4 \frac{\psi}{2} \left(1 - \frac{f_0 + l}{2f_0} \cos \psi \right)}{\cos^2 \frac{\psi}{2} \sqrt{60P_{\text{обл}}}}. \quad (36)$$

Нормированная амплитудная ДН $E_H(\psi, \varphi)$ облучателя через нормированное распределение поля $E_H(\rho, \varphi)$ в раскрытии будет

$$E_H(\psi, \varphi) = \frac{E_H(\rho, \varphi)}{\cos^2 \frac{\psi}{2}} + \frac{2\Delta f}{f_0} \cos^2 \frac{\psi}{2} \left(1 - \frac{f_0 + l}{2f_0} \cos \psi \right) E_H(\rho, \varphi). \quad (37)$$

Пересчет угловой координаты ψ ДН облучателя в линейную координату раскрытия ρ задается выражением (29). Введем обозначение

$$E_H'(\rho, \varphi) = \frac{E_H(\psi, \varphi)}{\cos^2 \frac{\psi}{2}}, \quad (38)$$

что эквивалентно коррекции погрешностей, связанных с геометрией параболы и определяемых сомножителем $1/\cos^2 \frac{\psi}{2}$. Тогда выражение (37) можно переписать в виде

$$E_H(\psi, \varphi) = E_H'(\rho, \varphi) + \Delta E_H'(\rho, \varphi), \quad (39)$$

где

$$\Delta E_H'(\rho, \varphi) = \frac{2\Delta f}{f_0} \cos^4 \frac{\psi}{2} \left(1 - \frac{f_0 + l}{2f_0} \cos \psi \right) E_H'(\rho, \varphi). \quad (40)$$

Диаметр зеркала экспериментальной установки $d = 2$ м, угол его раскрытия – 60° [1]. Тогда, исходя из геометрии параболы, фокусное расстояние и глубина

равны соответственно $f_0 = \frac{\sqrt{3}}{2}$ м, $l = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{1}{\sqrt{3}} \right)$ м.

Следовательно, минимальная ($\psi = 0^\circ$) и максимальная ($\psi = 60^\circ$) погрешности равны

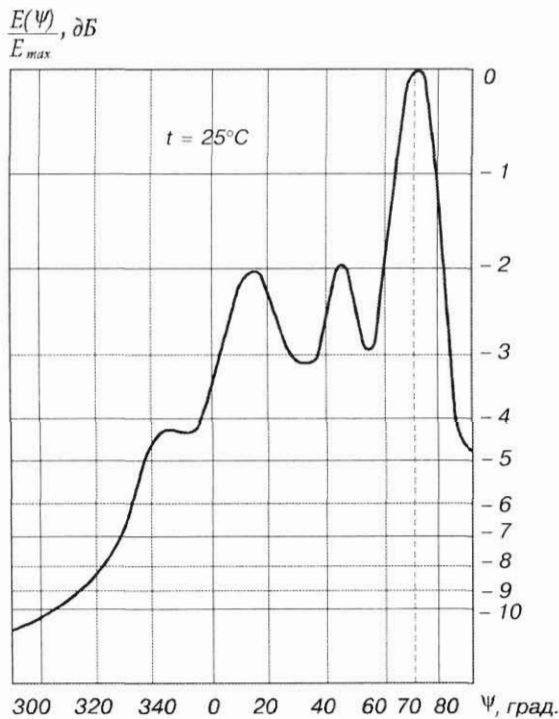
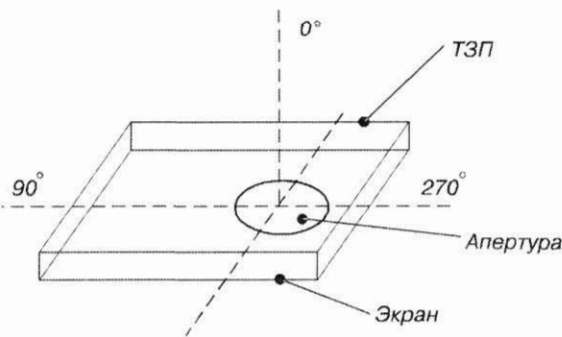
$$\Delta E_H'_{\min}(\rho, \varphi) = \frac{2}{3} \frac{\Delta f}{f_0}; \quad (41)$$

$$\Delta E_H'_{\max}(\rho, \varphi) = \frac{3}{4} \frac{\Delta f}{f_0}. \quad (42)$$

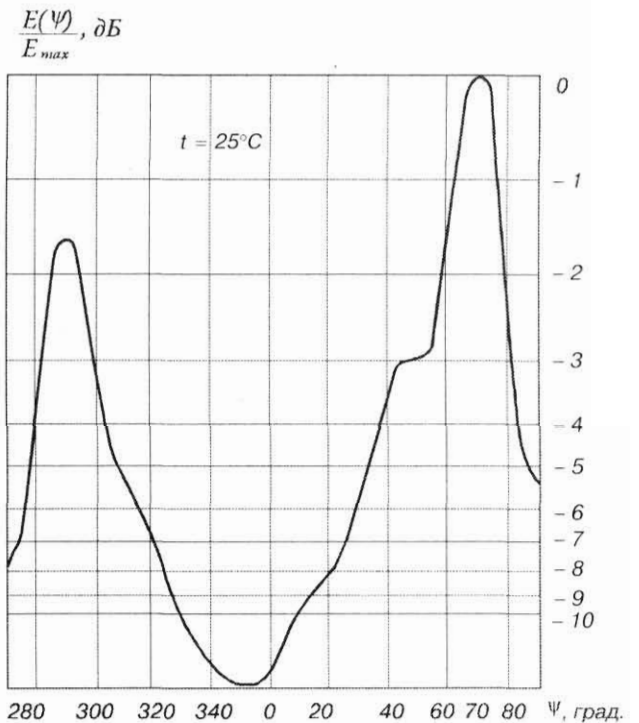
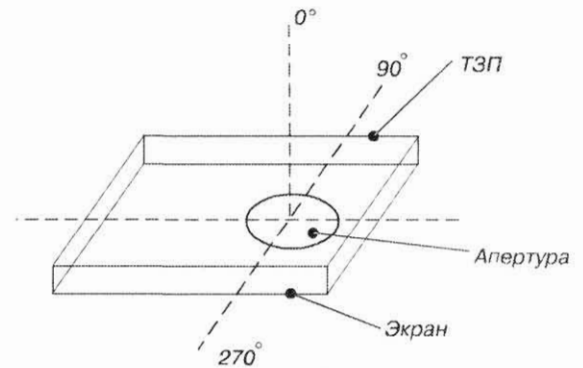
Знак погрешности зависит от знака смещения Δf относительно фокуса ($f = f_0 \pm \Delta f$). Выражение (37) с учетом (39) и (40) можно переписать в виде

$$E_H(\psi, \varphi) = E_H'(\rho, \varphi) \left[1 + \frac{2\Delta f}{f_0} \cos^4 \frac{\psi}{2} \left(1 - \frac{f_0 + l}{2f_0} \cos \psi \right) \right]. \quad (43)$$

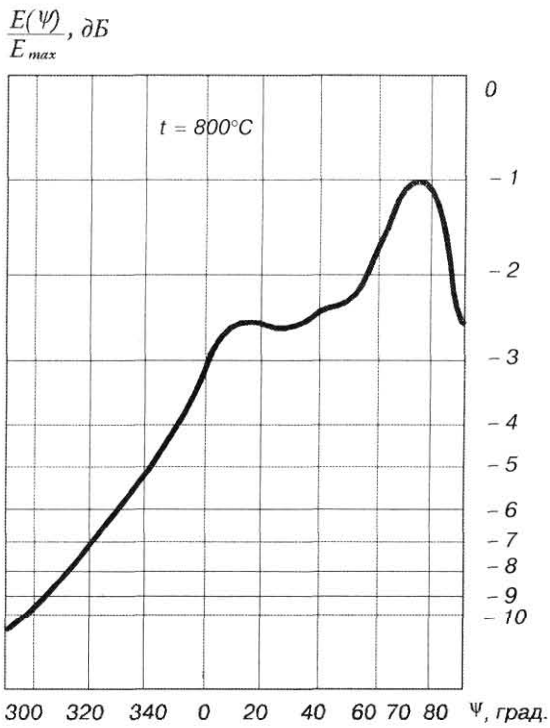
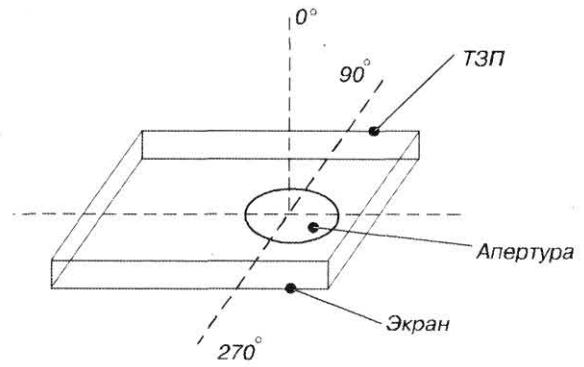
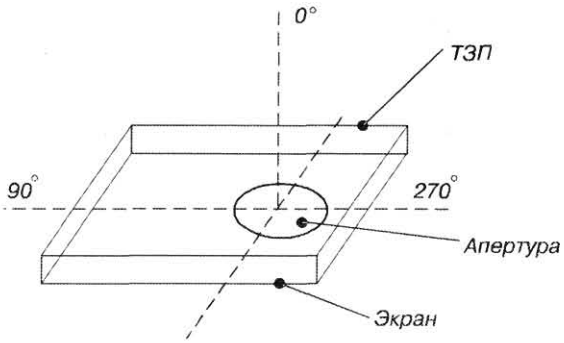
Таким образом, сомножитель в квадратных скобках представляет собой корректирующую функцию,



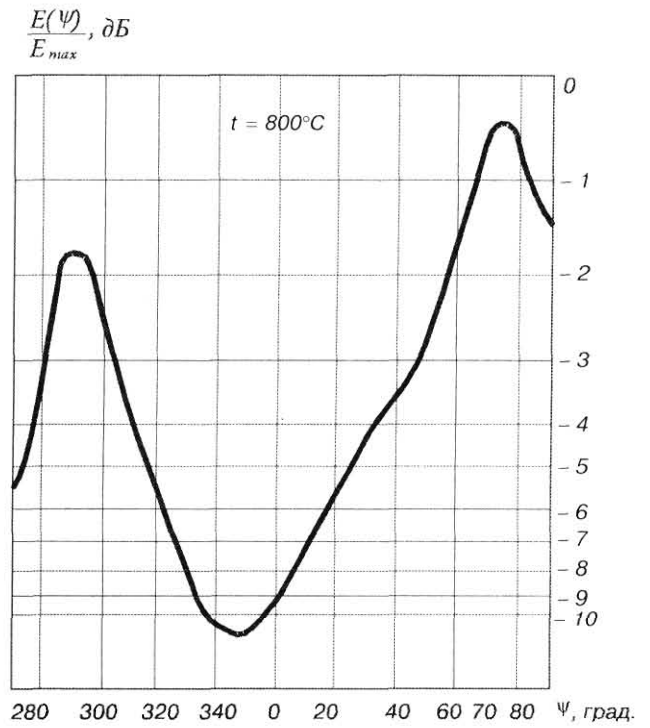
■ Рис. 5. ДН антенны с ТЗП в 1-й ортогональной плоскости при $t = 25^\circ\text{C}$



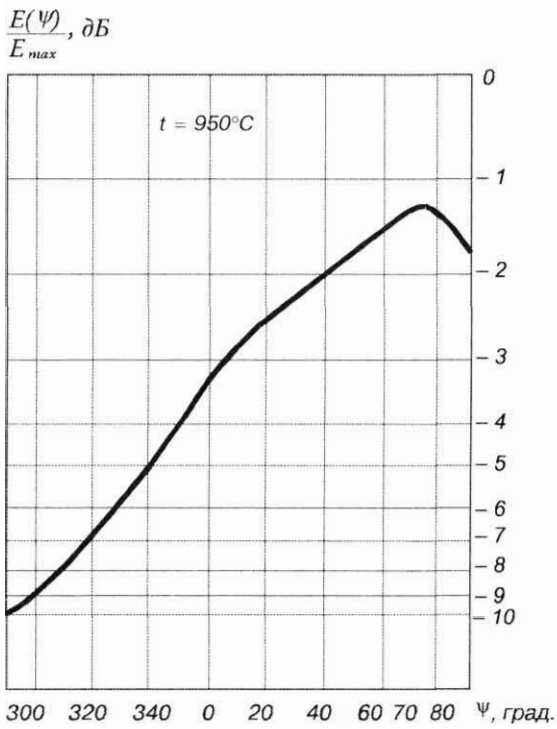
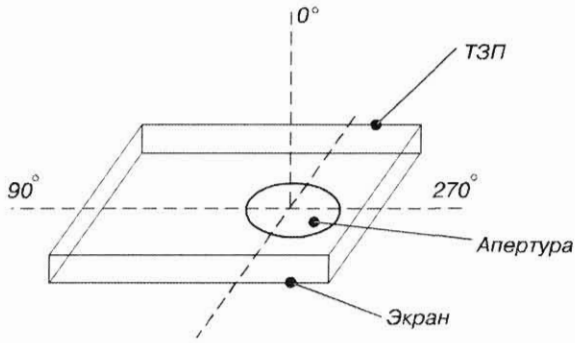
■ Рис. 6. ДН антенны с ТЗП во 2-й ортогональной плоскости при $t = 25^\circ\text{C}$



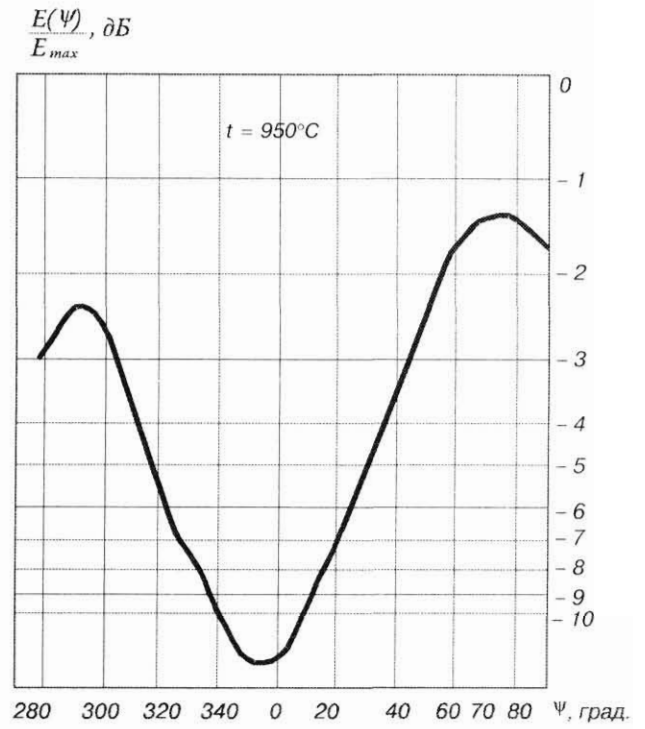
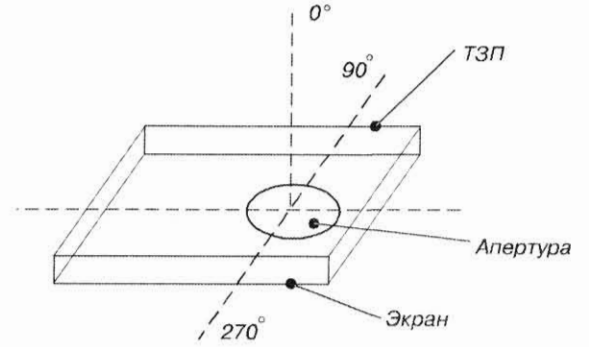
■ Рис. 7. ДН антенны с ТЗП в 1-й ортогональной плоскости при $t = 800^\circ\text{C}$



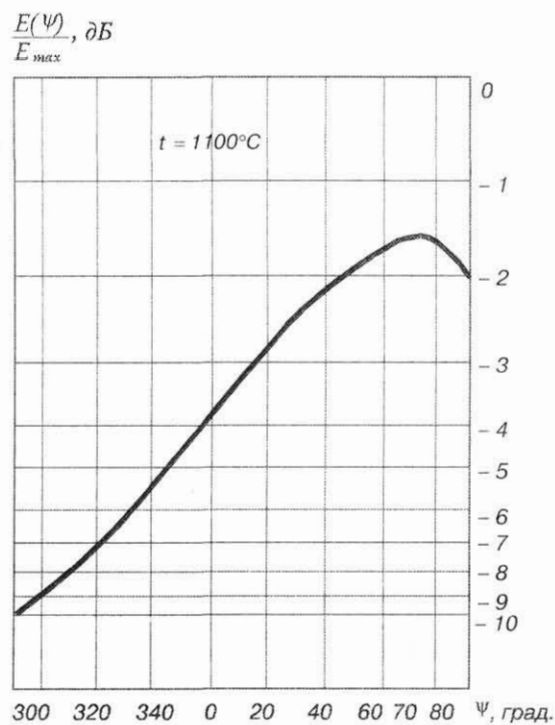
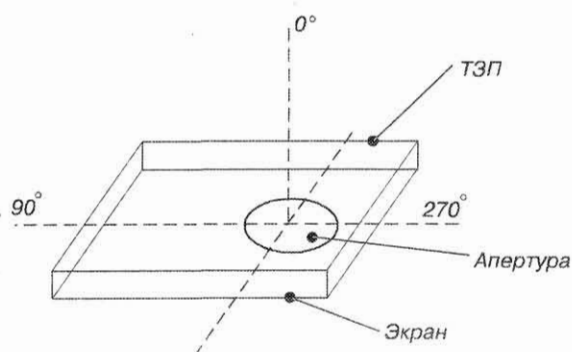
■ Рис. 8. ДН антенны с ТЗП во 2-й ортогональной плоскости при $t = 800^\circ\text{C}$



■ Рис. 9. ДН антенны с ТЗП в 1-й ортогональной плоскости при $t = 950^\circ\text{C}$



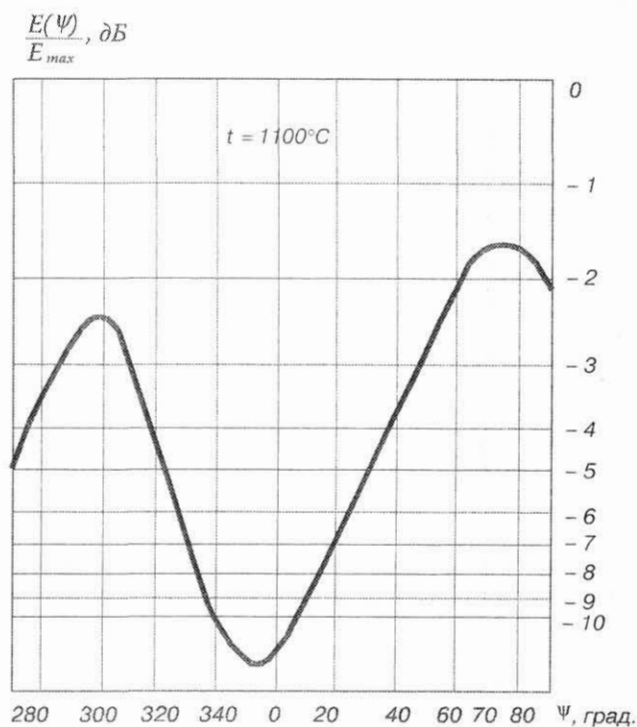
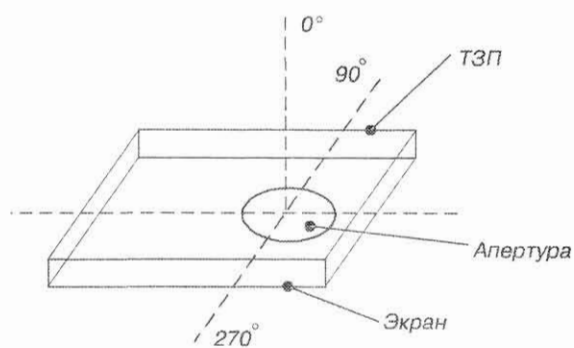
■ Рис. 10. ДН антенны с ТЗП во 2-й ортогональной плоскости при $t = 950^\circ\text{C}$



■ Рис. 11. ДН антенны с ТЗП в 1-й ортогональной плоскости при $t = 1100^\circ\text{C}$

связанную со смещением облучателя.

На рис. 5 – 12 представлены результаты измерений амплитудных ДН в двух взаимно перпендикулярных плоскостях, проходящих через нормаль к излучающему раскрытию антенны ($\lambda = 6\text{ см}$) с ТЗП. Нагрев ТЗП и измерения осуществлены на стенде [1], расположенном на полигоне ГУАП в г. Луге. Графики на рис. 5 и 6 соответствуют ДН при $t = 25^\circ\text{C}$; рис. 7 и 8 – $t = 800^\circ\text{C}$; рис. 9 и 10 – $t = 950^\circ\text{C}$; рис. 11 и 12 – $t = 1100^\circ\text{C}$.



■ Рис. 12. ДН антенны с ТЗП во 2-й ортогональной плоскости при $t = 1100^\circ\text{C}$

Литература

1. Оводенко А. А., Красюк В. Н., Федотченко В. К., Горбацкий В. В. Установка для измерения диаграммы направленности нагревостойких антенн при солнечном нагреве параболическим концентратором. – Оборонная техника. – 2003. – № 11.
2. Ласло Т. Оптические высокотемпературные печи. – М.: Мир, 1968. – 214 с.
3. Корбанский Н. Н. Антенны. – М.: Энергия, 1973. – 336 с.

25 ЛЕТ КОНФЕРЕНЦИИ «ШКОЛЬНАЯ ИНФОРМАТИКА»

Исследование питает образование, а преподавание необходимо для того, чтобы факел науки переходил от предыдущего поколения к последующему.

Луи де Броль

Ввиду беспрецедентно быстрого прогресса в области информационных технологий, который проявляется как в совершенствовании самих компьютеров, их программного обеспечения и средств телекоммуникации, так и в развитии технологий для автоматизации человеческой деятельности, еще в 1970-х годах встал вопрос более динамичного распространения знаний в области информатики и обеспечения их педагогического освоения. Эту проблему остро чувствовал член-корреспондент АН СССР А. П. Ершов, который с конца семидесятых годов возглавил движение за компьютерную грамотность. По его инициативе в Ленинграде был проведен первый большой семинар по этой проблеме в 1979 г.

Первая специальная конференция по школьной информатике была организована в Ленинграде по инициативе энтузиастов в 1981 году на базе Дома научно-технической пропаганды. Эту конференцию возглавил А. П. Ершов. Она стала ответом на вызов времени, интегрирующим фактором целого ряда творческих начинаний. Организаторами первой и всех последующих конференций были М. Б. Игнатъев, Н. Н. Бровин (Ленинградский институт авиационного приборостроения), М. А. Вус (Ленинградский государственный университет) и др. Во всех ленинградских конференциях вплоть до 1988 г. принимал активное участие академик АН СССР А. П. Ершов. На различных этапах в работе конференции участвовали академики А. А. Воронов, Н. Н. Моисеев, А. А. Самарский, члены-корреспонденты АН СССР С. С. Лавров, В. К. Абалакин, Н. Н. Матиясевич, чемпион мира по шахматам М. М. Ботвинник и многие другие известные отечественные и зарубежные ученые и специалисты.

С момента своего создания оргкомитет конференции «Школьная информатика» работал в тесном взаимодействии с другими научными конференциями по проблемам образования, информатике и вычислительной технике, проводившимися в разных городах Советского Союза. В работе ленинградских конференций принимали участие представители многих областей СССР. Делегации преподавателей, школьников и студентов из Ленинграда выезжали в другие города.

Инициативы участников ленинградских конференций способствовали подготовке и принятию в 1985 году специального правительственного постановления «О мерах по обеспечению компьютерной грамотности учащихся средних учебных заведений и широкого внедрения электронно-

вычислительной техники в учебный процесс». Курс информатики стал обязательным в школах и вузах. Вслед за этим на базе ряда вузов города была организована и осуществлена подготовка учителей информатики для средних школ.

За 25 лет своего существования Санкт-Петербургские (Ленинградские) конференции стали своеобразной формой организационно-интеграционных инноваций. Они сыграли большую роль в распространении знаний по информатике, вычислительной технике и автоматизации различных видов человеческой деятельности, явившись действенной формой обмена опытом между преподавателями вузов и учителями школ. При этом они опирались на инновационные разработки ученых и педагогов – участников конференций – и стимулировали развитие новых технологий обучения.

Тематика докладов конференции откликается на актуальные социально-экономические проблемы. Значительное внимание уделяется аспектам компьютерного моделирования. Постоянно в центре внимания организаторов и участников конференции находятся практические вопросы информатизации образования в регионе, по ним ведутся оживленные дискуссии. Итогом ряда дискуссий является разработка при участии членов авторского коллектива настоящей работы и принятие в разные годы управленческими структурами ряда концептуальных документов, таких, например, как «Концепция информатизации Санкт-Петербурга (Программа до 2000 г.)»; Городская целевая программа «Информатизация образования» (1990–1995 гг.); «Корпоративная информационная система образования Санкт-Петербурга» и др.

Вопросы, поднимавшиеся на конференциях, послужили основой для многих методических разработок, например, таких, как разработка стандартов по информатике для петербургских школ, формирование городской целевой программы «Информатизация образования», разработка экспериментальных программ для школ и центров информатизации образования, становление учебного цикла дисциплин по информатике в педагогическом вузе и др.

Участие педагогов и учащихся в конференции «Школьная информатика и проблемы устойчивого развития» определяет переориентацию преподавания от репродуктивного, нацеленного на воспитание воспроизводящего мышления, к проблемному, направленному на развитие познавательных потребностей обучающихся. При этом сам процесс обучения информатике рассматривается

■ Таблица 1. Количество работ различной тематики, представленных на конференции «Школьная информатика»

Годы	Моделирование	Тесты и обучающие программы	Физика, математика, информатика	Химия	Биология	Астрология	История, география	Рус. и ин. языки, литература	Производство	Коллективные работы	Выставки работ
1981	4	-	1	2	-	-	-	-	8	2	-
1983	6	-	1	2	-	-	-	-	8	5	-
1984	1	-	-	-	-	-	-	-	12	9	-
1985	2	-	-	-	-	-	-	-	12	20	-
1986	7	3	21	2	-	-	1	5	19	27	+
1987	7	10	15	4	1	-	2	1	6	40	+
1988	6	13	2	1	-	-	1	1	6	35	+
1989	11	12	15	4	-	-	2	5	6	24	+
1990	9	9	2	2	-	1	-	4	2	27	+
1991	3	4	16	1	1	-	4	1	3	30	-
1992	11	5	3	2	4	4	-	3	6	28	-
1993	3	1	13	2	6	8	1	5	5	33	-
1994	9	4	13	3	6	7	10	2	5	42	-
1995	4	4	14	8	9	6	5	5	12	32	-
1996	2	5	14	1	7	9	12	8	3	92	-
1997	3	8	13	5	8	8	18	8	1	47	-
1998	3	7	18	14	9	2	11	3	2	67	-
1999	9	6	7	2	9	3	19	9	2	57	-
2000	2	8	9	13	4	3	25	2	3	24	-
2001	4	49	61	1	18	5	87	3	28	38	-
2002	14	13	40	6	25	9	33	9	5	71	-
2003	8	23	24	7	42	11	40	12	4	72	-
2004	9	19	34	2	59	11	55	11	13	148	-

Примечания.
 1. С 1996 года на конференции представляются мультимедийные проекты, выполненные в HTML, DELPHI и т. п.
 2. С 1997 года выделилась подсекция электронных рефератов (техника HTML).
 3. С 1999 года выделилась секция электронной музыки, проводятся концерты.

как звено в процессе информатизации образования. Табл. 1 характеризует тематику инновационных разработок, представленных в докладах участников конференции в разные годы.

По мере развития и процессов информатизации претерпела изменения тематика докладов участников конференции. Компьютерные системы сегодня стали неотъемлемой частью глобального социокультурного цикла и непосредственно влияют на устойчивость социально-экономических процессов. Если среди тематических направлений первых конференций преобладали вопросы программирования, то с годами все более заметное место в программах работы конференций стали занимать вопросы состояния и перспектив информатизации, социально-гуманитарные аспекты информационного общества, тематика информационной безопасности. С 1994 года Санкт-

Петербургская конференция по школьной информатике стала еще и конференцией по проблемам устойчивого развития, включив в свою программу целый спектр вопросов устойчивого развития человека, семьи, предприятия, города и региона¹.

Характерное для современного мира быстрое усложнение условий, средств и целей делает необходимым соответствующее наращивание усилий для формирования динамичного культурного основания все более сложных решений, выработки новых смыслов, предотвращения катастрофической дезорганизации, распада единства многообразия. Насколько человеческое общество может быть разумным – во многом зависит от образования и воспитания.

Если принять, что глобальной целью информатизации является обеспечение устойчивого развития на различных уровнях, то это придаст информатизации более четкий смысл. Однако надо иметь в виду, что информатизация и средства массовой информации могут использоваться и для прямо противоположных целей – для расшатывания ситуаций, что может вести к катастрофам различного масштаба. Этим, в частности, объясняется появление в программах конференций, предложенных авторами и апробированных в учебных курсах вопросов информационной безопасности и защиты информации. В настоящее время эти вопросы нашли отражение в новых государственных образовательных стандартах высшего профессионального образования.

В связи с развитием Интернета появились новые аспекты в информатизации образования. С 1996 года на конференции представляются мультимедийные проекты; с 1997 года выделилась подсекция электронных рефератов. Использование современных коммуникационных Интернет-технологий дало возможность проводить секции конференции в дистанционном режиме. Вследствие этого в последние годы конференция широко раздвинула прежние рамки, включив в себя зарубежные секции в распределенном режиме, и стала международной. Одновременно расширился и круг участников конференций в Санкт-Петербурге и Ленинградской обла-

¹ Информатика для устойчивого развития: Итоговые материалы Международной молодежной конференции. – СПб. – 2000.

■ Таблица 2. Количество участников конференции «Школьная информатика»

Годы проведения	Всего докладов	Ученые и учителя	Школьники	Студенты	Иногородние участники	Участники из Лен. области
1981	77	43	34	–	44	–
1983	95	33	55	32	40	–
1984	90	3	52	35	1	–
1985	128	8	73	48	8	–
1986	270	22	138	111	40	3
1987	278	29	192	60	59	4
1988	223	26	121	76	61	5
1989	298	36	195	68	103	13
1990	204	16	154	74	7	9
1991	181	31	150	–	27	16
1992	223	8	182	35	–	24
1993	243	22	174	46	10	19
1994	325	23	248	54	7	43
1995	289	82	171	50	–	44
1996	406	53	310	43	1	147
1997	459	37	417	101	–	188
1998	457	58	289	118	2	53
1999	444	39	321	106	29	143
2000	448	119	248	79	60	38
2001	464	38	371	55	34	108
2002	424	67	368	52	7	63
2003	495	50	417	26	17	130
2004	687	39	613	103	15	391

сти. В табл. 2 представлены статистические данные о участниках конференции за 1981–2004 годы.

Активную поддержку информатизации образования и работе в этом направлении, проводимой в Санкт-Петербурге, оказывает Федеральная целевая программа «Интеграция». Организаторы и участники конференций явились исполнителями ряда проектов ФЦП «Интеграция». Так, например, подготовленная в рамках конкурсного проекта Федеральной целевой программы «Интеграция» книга «Информационное общество: Информационные войны. Информационное управление. Информационная безопасность» /Под ред. М. А. Вуса. – СПбГУ, 1999, стала для вузов учебным пособием.

Профессиональная деятельность и накопленный многолетний опыт позволил коллективу организаторов конференции за прошедшие годы разработать ряд инноваций, предложить, апробировать и внедрить в практику ряд методик, программ и технологий обучения, способствующих повышению качества образования. Например, одним из интересных направлений проектной деятельности учеников педагога-новатора из 470-й школы Санкт-Петербурга С. И. Горлицкой является создание

сайтов, объединенных общим названием проекта «Ожерелье культур», идея которого – собрать, исследовать и представить информацию о влиянии культур разных стран на формирование культуры Петербурга. В работах одного из организаторов конференции – учителя школы из г. Тосно Ленинградской области Г. Н. Бровиной и ее учеников представлено такое актуальное направление, как вопросы местного самоуправления, экономики и устойчивого развития муниципального образования. При этом прикладные программы, созданные учащимися, находят практическое внедрение.

Система с обратными связями

В итоге двадцатипятилетней работы коллектива энтузиастов в Санкт-Петербурге (Ленинграде) и Ленинградской области предложено и апробировано решение такой проблемы, как разработка структуры распространения знаний по информатике и их педагогическое освоение в рамках информатизации образования на основе интеграции усилий работников науки, вузов и средней школы. Следует отметить, что эта структура носит неформальный характер и все годы базировалась на инициативе ее участников.

На протяжении всех лет существования данная конференция остается одной из немногих, где программа проведения дает возможность одновременно встретиться в роли участников – как докладчиков, так и слушателей – «и школяру в красном галстуке, и маститому академику»¹. Это позволяет задействовать эффективную систему обратных связей и в итоге совершенствовать учебный и воспитательный процесс.

Особо следует подчеркнуть, что работа с учащимися и студентами по подготовке и отбору докладов протекает непрерывно, сама конференция при этом является лишь вершиной айсберга большой работы. Так, в последние пять лет ежегодное число только школьников и студентов – участников конференции – превышает 500 человек, которыми заявляется свыше 400 докладов. Многие из них впоследствии стали лауреатами конкурса грантов Санкт-Петербурга для молодых ученых, победителями конкурсов Минобразо-

¹ Игнатъев М. Б. Вся сумма технологий. – Смена. – 1983. – 12 марта.

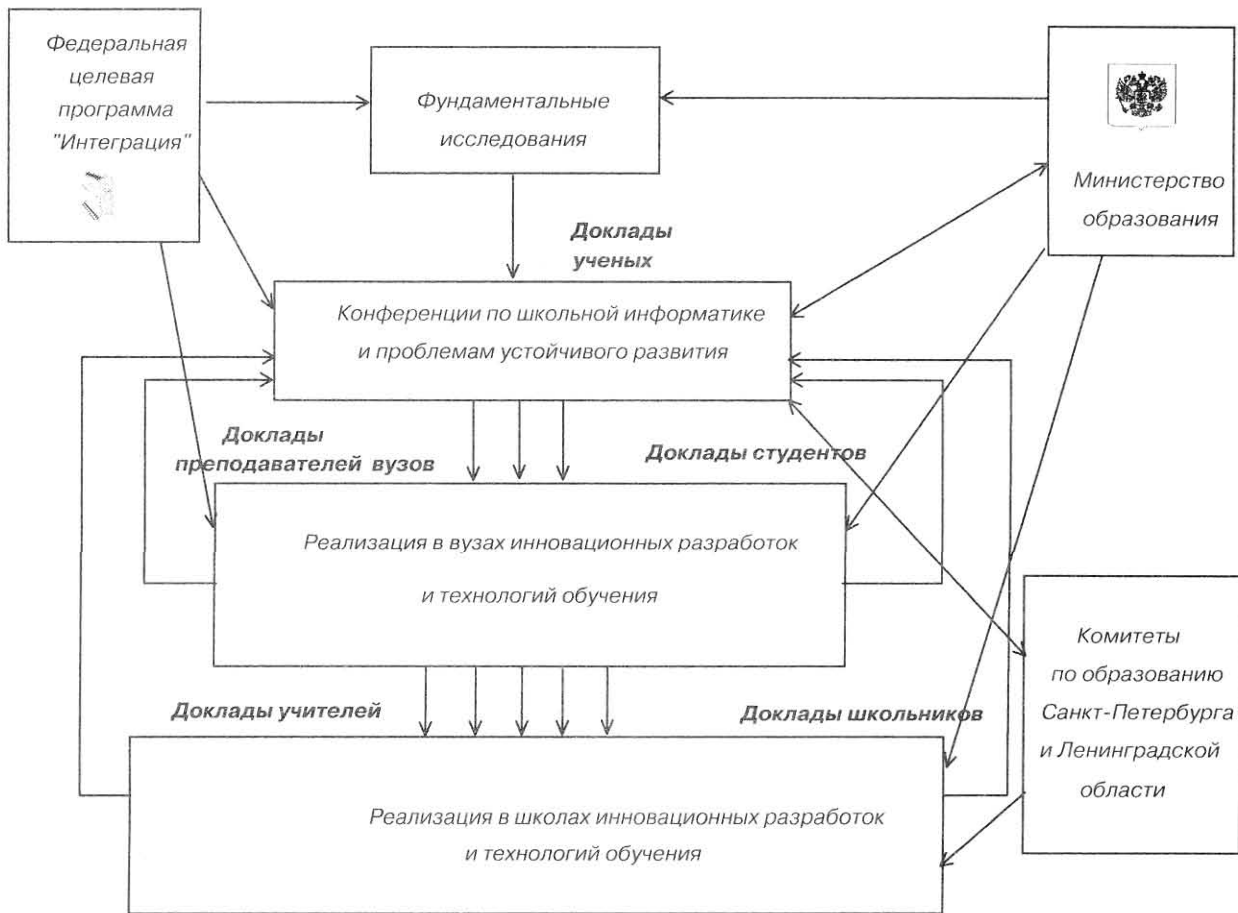


Схема распространения знаний

вания, обладателями других престижных премий, высококвалифицированными специалистами.

Созданная в Санкт-Петербурге структура распространения знаний – это пример самоорганизации ученых, преподавателей и учащейся молодежи на длительном интервале времени. На рисунке представлена схема этого взаимодействия.

Показательна возможность оценить синергетический эффект в возникшей на основе подготовки и проведения конференций самоорганизующейся структуре, главная цель которой – интеграция науки, промышленности и образования обозначает их органическое соединение с вытекающими отсюда новыми качествами. Фактически интеграция – это не простое сложение, а создание некоего механизма взаимодействия с целью достижения более высоких конечных результатов; при этом велика роль кооперативных процессов.

С позиций комбинаторного моделирования¹ основное уравнение,

описывающее взаимодействие частей нашей структуры, представимо в виде:

$$A_1E_1 + A_2E_2 + A_3E_3 + A_4E_4 + A_5E_5 = 0, \quad (1)$$

где A_1 – наука; A_2 – преподаватели вузов; A_3 – студенты; A_4 – учителя школ; A_5 – школьники.

При этом E_1, E_2, E_3, E_4, E_5 – прирост знаний в каждой из частей нашей структуры.

Разрешая это уравнение через неопределенные коэффициенты, получим:

$$\begin{aligned} E_1 &= U_1A_2 + U_2A_3 + U_3A_4 + U_4A_5; \\ E_2 &= -U_1A_1 + U_5A_3 + U_6A_4 + U_7A_5; \\ E_3 &= -U_2A_1 - U_5A_2 + U_8A_4 + U_9A_5; \\ E_4 &= -U_3A_1 - U_6A_2 - U_8A_3 + U_{10}A_5; \\ E_5 &= -U_4A_1 - U_7A_2 - U_9A_3 - U_{10}A_5, \end{aligned} \quad (2)$$

где U_1, U_2, \dots, U_{10} – произвольные коэффициенты, манипулируя которыми, мы можем задавать различные режимы в этой структуре.

Во-первых, если прирост научных знаний положителен, то это уже является способом задания четырех коэффициентов в первом уравнении системы (2).

Во-вторых, если мы хотим иметь положительный прирост знаний во всех остальных частях, то это тоже можно обеспечить,

¹ Игнатъев М. Б. Лингво-комбинаторное моделирование плохо формализованных систем // Информационно-управляющие системы. – 2003. – № 6. – С. 34–37.

так как мы располагаем десятью произвольными коэффициентами.

Таким образом, система уравнений (2) топологически и комбинаторно иллюстрирует возможность прироста знаний по всем элементам нашей системы.

Итоги

Конференция явилась местом для обсуждения новых технологий обучения, их последующего распространения и внедрения в системе высшего и среднего образования, а также внешкольной работе. Разработанные и предложенные инновационные технологии обучения были апробированы в педагогических экспериментах и внедрены в практику.

За более чем двадцатилетний период в Санкт-Петербурге (Ленинграде) на основе инновационных разработок и обобщения мирового опыта использования информационных технологий в процессе организации и проведения постоянно действующих конференций по школьной информатике и проблемам устойчивого развития была создана система эффективного внедрения достижений науки в учебный процесс общеобразовательной и высшей школы.

Во-первых, на основе неформальной кооперации научных и образовательных учреждений в Санкт-Петербурге (Ленинграде) была сформирована структура распространения фундаментальных знаний по информатике через доклады ученых на конференциях по школьной информатике.

Во-вторых, были разработаны соответствующие структуры распространения знаний в вузах с обратной связью через доклады преподавателей и студентов на конференции по школьной информатике,

позволившие задействовать механизмы обмена опытом и адаптации разработанных педагогических методик.

В-третьих, усилиями организаторов проведения ежегодных конференций были наработаны, апробированы и внедрены в практику методики распространения знаний по информатике в школах с обратной связью через доклады преподавателей и школьников на ежегодной конференции по школьной информатике, также позволившие задействовать механизмы обмена опытом и адаптации разработанных педагогических методик.

В-четвертых, через инновационные разработки и технологии обучения было осуществлено педагогическое освоение и внедрение ряда информационных технологий в систему образования города и области. В качестве примера можно привести кибернетический велосипед, который позволяет в психофизиологической системе человека создать доминанту, усиливающую способности к обучению. Другой пример – формирование образовательных виртуальных миров, позволяющих в наибольшей степени погрузить учащихся в конкретную предметную среду и мобилизовать их способности.

В-пятых, разработан и обоснован ряд инноваций, нашедших реализацию в системе высшего профессионального образования и переподготовки кадров.

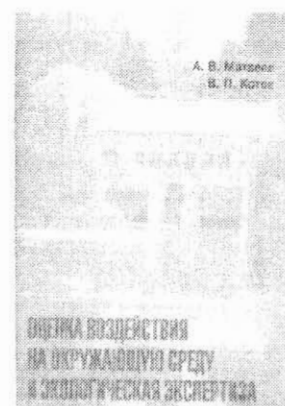
Представляется, что накопленный в Санкт-Петербурге опыт работы по информатизации образования может быть использован в проекте Федеральной целевой программы развития единой образовательной информационной среды на 2002–2006 годы, разрабатываемой по инициативе Президента РФ.

Н. Н. Бровин, М. Б. Игнатьев, Е. П. Смолянинова

А. В. Матвеев, В. П. Котов

Оценка воздействия на окружающую среду и экологическая экспертиза: Учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 2004. – 104 с. ISBN 5-8088-0103-6

Учебное пособие подготовлено в соответствии с требованиями государственного образовательного стандарта по специальности 656600 "Защита окружающей среды". В нем освещаются вопросы организационно-правовых основ проведения экологической экспертизы (ЭЭ) и оценки воздействия на окружающую среду (ОВОС), разъясняются экологические требования к созданию и эксплуатации хозяйственных и иных объектов, рассматриваются этапы процедуры ОВОС и ЭЭ, даются теоретические и практические рекомендации при проведении ОВОС и ЭЭ, а также порядок оформления документации для принятия управленческих решений.



Четвертая международная конференция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ В ЭКОЛОГИИ и БЕЗОПАСНОСТИ ЧЕЛОВЕКА»

10 – 12 ноября 2004 года

Место проведения конференции – Государственный университет аэрокосмического приборостроения, адрес: 190000, Санкт-Петербург, Большая Морская ул., 67, ГУАП

Цели

Консолидация мирового сообщества ученых, инженеров, химиков, биологов, медиков и других специалистов, а также бизнесменов, работающих в области приборостроения в экологии и безопасности человека (ПЭБЧ), в том числе в направлении предотвращения техногенных катастроф.

Создание «моста» между иностранными и Российскими предприятиями и научными школами в области ПЭБЧ, заключение договоров и соглашений, включая коммерческие.

Основания

Промышленные отходы множества нефтехимических, целлюлозно-бумажных, ядерно-энергетических предприятий, расположенных во всем мире, в том числе в Северо-Западном регионе России, громадное количество арсеналов боеприпасов, подлежащих утилизации, а также бытовые отходы, представляют опасность для населения и окружающей среды. Существующие в настоящее время проявления терроризма и криминологии значительно усиливают эту опасность. Эти обстоятельства определяют наиболее важные задачи приборостроения в области экологии и безопасности человека – измерение, обработку информации и управление в системе «Природа–техногенника».

Соглашения об организации периодически проводимых ПЭБЧ-конференций в Санкт-Петербурге впервые были достигнуты на совещании во время международной выставки «BIAS-95» (23–28 февраля 1995 г., Милан) с участием руководства ISA, ведущих компаний Европы в области приборостроения и руководства ряда российских предприятий. Высокая эффективность этих конференций отражена в решениях первой, второй и третьей конференций ПЭБЧ (1996 г., 1998 г., 2002 г.).

Решения Исполнительного Комитета ISA, Правительства Санкт-Петербурга, Ассоциации инжиниринговых центров, Головного совета Минобрнауки РФ по «Приборостроению», ряда Академий наук о поддержке организации ПЭБЧ-конференций определяют регулярный статус периодически проводимых в Санкт-Петербурге конференций.

Направления работы конференции

Экологическое приборостроение
Измерение и управление процессами сохранения природных ресурсов

Утилизация боеприпасов и отходов промышленности

Информационные технологии в ПЭБЧ

Приборостроение в диагностике техногенных катастроф

Правовое обеспечение в Экологии и безопасности человека

Приборостроение в медико-биологическом обеспечении безопасности человека

Моделирование риска и безопасности в банковских и технических системах

В рамках перечисленных направлений предполагается проведение «круглых столов», выставок по специализированным приложениям приборостроения.

По всем направлениям будут организованы заседания «молодежных секций», на которых будут представлены доклады и проведены дискуссии молодых ученых, аспирантов и студентов.

Рабочий язык

Русский, английский. Предоставляются услуги по переводам.

Представление докладов

Доклады представляются в двух видах:

Пленарные доклады (объем до 8-ми стр. А4);

Не пленарные доклады (объем до 2-х стр. А4).

Доклады должны быть представлены в организационный комитет как тексты, напечатанные на бумагоносителе, а также в электронной форме (формат MS Word – рисунки отдельно, в виде отдельных файлов), на русском и английском языках, шрифт 12 пт., с приложением актов экспертизы. Оргкомитет предоставляет услуги по переводу представленных к публикации материалов.

Время и условия участия

До 15 июля 2004 г. необходимо представить заявки и регистрационные взносы.

До 30 июля 2004 г. – доклады на русском и английском языках (в двух экземплярах), а также в электронной форме.

До 30 сентября следует оплатить регистрационные взносы.

До 1 октября Вам будет послано персональное приглашение с подробной инструкцией о деталях проведения конференции.

Регистрационный взнос для российских участников – 590 руб. с учетом НДС.

Стоимость размещения экспонатов на выставке – 590 руб./м² в день с учетом НДС.

Дополнительная информация и справки:

Россия, 190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67, ГУАП, каф. № 14.

Tel/fax: +7 (812) 315-49-67, tel: +7 (812) 313-70-14

Сайт: www.iehs.icafe.ru, www.iehs.narod.ru E-mail: iehs@aanet.ru

**БИДЕНКО
Сергей
Иванович**



Главный инженер Центра дальней радионавигации ВМФ (ГУНИО МО РФ). В 1979 году окончил Высшее военно-морское училище радиоэлектроники им. А. С. Попова, по специальности «Автоматизированные системы управления». В 2003 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 70 научных публикаций, в том числе 4 монографий. Область научных интересов – геометрирование, пространственный анализ, геоинформационная поддержка управления.

**ВОРОБЬЕВ
Станислав
Николаевич**



Доцент Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1962 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения. В 1971 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 50 научных публикаций. Область научных интересов – моделирование систем и процессов.

**ГОРБАЦКИЙ
Владимир
Владимирович**



Ассистент кафедры антенн и эксплуатации РЭА Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1997 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Радиотехника». Является автором 10 научных публикаций, в том числе одной монографии и одного учебного пособия. Область научных интересов – адаптивные алгоритмы измерения параметров движения летательных аппаратов, антенны возвращаемых космических аппаратов, антенны миллиметрового диапазона длин волн.

**КРАСЮК
Владимир
Николаевич**



Профессор, заведующий кафедрой антенн и эксплуатации РЭА Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1972 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения. В 1987 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 400 научных публикаций в том числе 14 книг. Область научных интересов – антенны возвращаемых космических аппаратов, малозаметных космических аппаратов, антенны миллиметрового диапазона длин волн, распространение волн в сложных средах.

**МАЛЬЦЕВ
Георгий
Николаевич**



Профессор, начальник кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Действительный член Академии космонавтики им. К. Э. Циолковского. В 1980 году окончил Военно-космический институт им. А. Ф. Можайского. В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 200 научных публикаций. Область научных интересов – обработка сигналов в радиотехнических и оптико-электронных информационных системах, космические радиотехнические комплексы управления, сбора и передачи информации.

**ОВОДЕНКО
Анатолий
Аркадьевич**



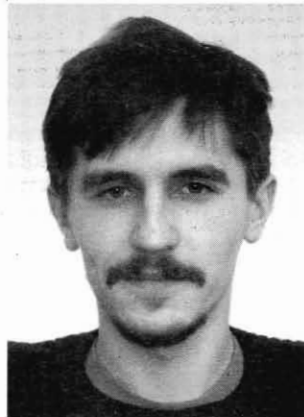
Профессор, ректор Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, заслуженный деятель науки РФ, действительный член Международной академии информатизации, Медико-технической академии, Международной академии наук высшей школы. В 1970 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения. В 1986 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 150 научных публикаций, 4 монографий, 14 учебных пособий и 88 изобретений. Область научных интересов – робастные чувствительные элементы и бортовые системы управления.

**САМОТОНИН
Дмитрий
Николаевич**



Заместитель начальника НИЦ филиала Военного университета ПВО. В 1988 году окончил Киевское высшее инженерное радиотехническое училище ПВО, по специальности «Математическое обеспечение автоматизированных систем управления». Является автором более 80 научных публикаций, в том числе 3 монографий. Область научных интересов – геомоделирование, пространственный анализ, геоинформационная поддержка управления.

**СЕМЕНЬКОВ
Александр
Сергеевич**



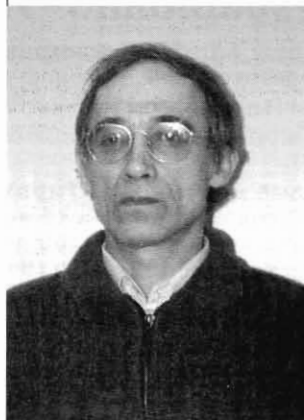
Магистр математики. Аспирант Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики. В 2001 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики. Является автором 4 научных публикаций. Область научных интересов – информационные технологии.

**СЕРГЕЕВ
Михаил
Борисович**



Заведующий кафедрой вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1980 году окончил Ленинградский электротехнический институт. В 2001 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных работ, в том числе двух монографий. Главный редактор журнала «Информационно-управляющие системы». Область научных интересов – теория разрядных вычислений, методы проектирования спецпроцессоров для систем контроля и управления.

**ФЕДОТЧЕНКО
Вячеслав
Константинович**



Старший научный сотрудник, доцент кафедры антенн и эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1973 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения. В 1983 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 40 научных публикаций. Область научных интересов – радиолокация, оптическая локация.

**ЧУДИНОВСКИЙ
Юрий
Геннадьевич**



Аспирант кафедры вычислительных машин и комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2001 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети». Является автором 12 научных публикаций. Область научных интересов – распределенные информационно-управляющие системы, обработка информации в реальном масштабе времени.

**ШАЛЫТО
Анатолий
Абрамович**



Заведующий кафедрой «Информационные системы» Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. Ученый секретарь НПО «Аврора». В 1971 году окончил Ленинградский электротехнический институт по специальности «Автоматика и телемеханика». В 1999 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 250 научных публикаций, 3 монографий и 70 изобретений. Член редакционной коллегии журнала «Информационно-управляющие системы». Области научных интересов – системы логического управления; автоматное программирование.

**ШОПЫРИН
Данил
Геннадьевич**



Инженер-программист фирмы «Транзас технологии». В 2002 году окончил Оренбургский государственный университет. Является автором одной научной публикации. Область научных интересов – объектно-ориентированное и автоматное программирование.

ИНФОРМАЦИОННО – УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Научно-практический журнал

Подписной индекс по каталогу «Роспечать»: «Газеты и журналы» – № 15385, «Издания органов НТИ» – № 69291

Периодичность – каждые два месяца. **Тираж** – 1000 экз. **Распространяется** только по подписке в России и странах СНГ. Возможна подписка через редакцию по заявке (по почте, телефону, факсу или e-mail), по которой высылаем счет. **Высылаем** по Вашей просьбе (бесплатно) образец журнала для подписки. **Стоимость** годовой подписки (6 номеров) – 1800 руб. (включая НДС 10%), с добавлением стоимости доставки – 90 рублей по России и 300 рублей в страны СНГ. Подписчики информируются о новых книгах издательства «Политехника» и получают скидки на публикацию рекламы. При повторной подписке скидка 10%.

Приглашаем к сотрудничеству специалистов по построению информационно-управляющих систем, системного анализа и обработки информации, моделирования систем и процессов, совершенствования информационных каналов и сред. Научные статьи, одобренные редколлегией, печатаются бесплатно. Рекламные – согласно расценкам (в рублях, включая НДС 20%):

Цветные полосы		Черно-белые полосы		Скидки при единовременной оплате	
1-я стор. обложки	15000	1 полоса А4	4000	2-х публикаций	10 %
2-я стор. обложки и каждая стр. вкладки	12000	1/2 полосы	2500	3-х публикаций	15 %
3-я стор. обложки	10000	1/2 полосы	1125	4-х и более	20 %
4-я стор. обложки	12000	1/8 полосы	800		

Примечание: при размещении цветного рекламного модуля не менее 1/2 страницы сопутствующая статья (1–2 страницы) печатается бесплатно.

Требования к рекламным модулям. Принимаются оригиналы фотографий высокого качества и контрастности. Рекламные модули в файловом виде на компакт-дисках или присланные по e-mail в заархивированном виде (RAR, ZIP) с разбивкой на дискеты предоставляются только в форматах TIFF, JPEG, BMP (с разрешением не меньше 300 dpi), выполненные в программах Adobe Photoshop 5.0, Corel Draw 9.0, 10.0.

УДК 656.7.052:681.3

Особенности создания систем трансляции радиолокационной информации по компьютерным сетям и узкополосным линиям связи

Семенов А. С. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 3. – С. 4–11.

Статья посвящена особенностям создания комплекса трансляции радиолокационной информации через компьютерные сети. Рассматривается проблема низкой пропускной способности отдельных каналов связи. Дан анализ использования стандартных методов компрессии и приведены разработанные специализированные алгоритмы обработки радиолокационной информации. Особое внимание уделено адаптивности создаваемой системы трансляции.

Список лит.: 5 назв.

УДК 519.2

Марковская модель пересечения стационарного гауссова процесса с детерминированным уровнем

Воробьев С. Н. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 3. – С. 12–16.

Модель пересечения гауссова марковского процесса с детерминированным уровнем распространяется на стационарные процессы с типовыми функциями корреляции. Практическое применение марковской модели иллюстрируется примером оценивания времени прихода прямоугольного сигнала, прошедшего фильтр нижних частот. Марковская модель сопоставляется с моделью сигнала с линейным фронтом.

Список лит.: 13 назв.

УДК 515.317.1

Потенциальные характеристики оптико-электронных систем сбора информации

Мальцев Г. Н. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 3. – С. 17–21.

Приводятся методика и результаты расчетов потенциальной разрешающей способности наземных оптико-электронных систем, формирующих изображения с естественной (пассивный режим) и лазерной (активный режим) подсветкой. Полагается, что при естественной подсветке формируются некогерентные изображения, а при лазерной подсветке – спекл-изображения, по которым оценивается форма наблюдаемого объекта. Разрешающая способность определяется по величине порогового контраста. Показано, что предельная разрешающая способность в пассивном режиме в два раза выше, чем в активном, однако при сильных атмосферных фазовых искажениях и сглаживании изображений матричным фотоприемником разрешающая способность в пассивном и активном режимах практически совпадает.

Список лит.: 9 назв.

УДК 656.7.052:681.3

Creation particularities of radar data translation systems over computer networks and low bandwidth communication lines

Semenkov A. S. – IUS, 2004. – N 3. – P. 4–11.

This article is dedicated to the creation particularities of radar data translation systems over computer networks. Low communication lines capacity problem is considered here. Description of the elaborated particularized algorithms follows the common compression methods usage analysis. Author has paid special attention to the adaptability of the created system.

Refs: 5 titles.

УДК 519.2

The Markov model of intersection of stationary Gaussian process with a determined level

Vorobiov S. N. – IUS, 2004. – N 3. – P. 12–16.

The model of intersection of Markov Gaussian process with a determined level is extended to stationary processes with the standard correlative functions. Practical application of the Markov model is illustrated by the example of estimation of the time of arrival of a rectpulse after low – pass filtering. The Markov model is compared with the line front signal model.

Refs: 13 titles.

УДК 515.317.1

The potential characteristics of information collection optoelectronic systems

Maltsev G. N. – IUS, 2004. – N 3. – P. 17–21.

The methodic and results of computation of the potential resolution of ground optical optoelectronic systems, with forming of images with natural (passive regime) and laser (active regime) illumination, are presented. Thinks that at natural illumination the non-coherent images are forming and at laser illumination the speckle-images are forming and by then the form of observing objects is estimated. The resolving power is estimated by value of threshold contrast. Shows that the limiting resolution at passive regime at two times higher that at active regime, but at strong atmosphere phase distortions and image smoothing by matrix photodetector the resolution at passive and active regimes practically conform.

Refs: 9 titles.

УДК 681.518

Сплайн-интерполяция высот рельефа местности при моделировании распространения радиоволн с использованием векторных геоанных

Биденко С. И., Самотонин Д. Н. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 3. – С. 22–30.

Статья посвящена обоснованию способа интерполяции высот рельефа для построения профиля местности с использованием векторных геоанных. Предложенный способ базируется на применении эрмитова сплайна и обеспечивает устранение некорректных осцилляций функции интерполяции рельефа, влияющих на погрешности вычислений при математическом моделировании процесса распространения радиоволн. Данный способ сплайн-интерполяции может быть использован при разработке специального программного обеспечения автоматизированных систем управления средствами радиолокации, навигации, связи и т. д.

Список лит.: 9 назв.

УДК 681.32.06

Перспективы использования коммуникационных процессоров для создания глобально распределенных IP-систем

Сергеев М. Б., Чудиновский Ю. Г. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 3. – С. 31–34.

Рассматриваются особенности платформы коммуникационных процессоров, ориентированных на создание бескомпьютерных систем с коммуникациями через Интернет.

Список лит.: 7 назв.

УДК 681.3.07

Синхронное программирование

Шалито А. А., Шопырин Д. Г. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 3. – С. 35–42.

В последние годы в Западной Европе при построении ответственных систем широко применяется синхронное программирование, однако на русском языке какие-либо публикации на эту тему отсутствуют. Цель настоящей работы состоит в том, чтобы восполнить указанный пробел.

Список лит.: 18 назв.

УДК 681.518

Terrestrial relief spline-interpolation in simulation of radio-waves propagation with the help of vector geospatial data

Bidenko S. I., Samotonin D. N. – IUS, 2004. – N 3. – P. 22–30.

This article proves the interpolational method for constructing terrestrial relief profiles with the help of vector geospatial data. The proposed method is based on hermitian spline and allows to eliminate incorrect relief interpolational oscillations which have miscalculation effects on mathematical simulation of radio-waves propagation. This spline-interpolational method may be used for a special software development for automated control systems of radiolocation and navigation means, communication facilities and so on.

Refs: 9 titles.

УДК 681.32.06

Prospects of communications processors using for creation of globally distributed IP-systems

Sergeev M. B., Chudinovskii U. G. – IUS, 2004. – N 3. – P. 31–34.

Features of communications processors platform for creation of systems with communications through the Internet without computer are considered.

Refs: 7 titles.

УДК 681.3.07

Synchronous programming

Shalito A. A., Shopirin D. G. – IUS, 2004. – N 3. – P. 35–42.

Synchronous programming is widely used on reliable systems development, but there are no publications in Russian about it. The goal of this paper is to fill the gap.

Refs: 18 titles.

УДК 621.396.67

Экспериментальные исследования нагревостойких антенн с плиточной защитой при солнечном нагреве параболическим концентратором

Оводенко А. А., Красюк В. Н., Федотченко В. К., Горбачий В. В. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 3. – С. 43–51.

В статье рассмотрены вопросы, связанные с энергетическими характеристиками солнечной печи и погрешностями измеряемого распределения поля, возникающими в результате смещения исследуемой нагревостойкой антенны относительно фокуса параболического отражателя, а также приведены результаты экспериментальных исследований.

Список лит.: 3 назв.

UDK 621.396.67

Experimental researches of proof to heating antennas with tiled protection at solar heating by the paraboloidal concentrator

Ovodenko A. A., Krasyyuk V. N., Fedotchenko V. K., Gorbatskiy V. V. – IUS, 2004. – N 3. – P. 43–51.

In this article the questions connected to power characteristics of the solar furnace and errors of measured distribution of a field, arising are considered as a result of displacement researched proof to heating antenna concerning focus of a paraboloidal reflector, and also results of experimental researches are resulted.

Refs: 3 titles.

ПАМЯТКА ДЛЯ АВТОРОВ

Поступающие в редакцию статьи проходят обязательное рецензирование.

При наличии положительной рецензии статья редактируется и рассматривается редакционной коллегией. Принятая в печать статья направляется автору для согласования редакторских правок. После согласования автор представляет в редакцию окончательный вариант текста статьи, а также фотографию и краткое изложение сведений о себе.

Процедуры согласования текста статьи, предоставления фото (размером 4×5,5 см) и сведений об авторе могут осуществляться как непосредственно в редакции, так и по e-mail (электронный вариант фото в виде файла *.tif, *.jpg с разрешением 300 dpi).

При отклонении статьи редакция представляет автору мотивированное заключение и рецензию. При необходимости доработать статью — рецензию.

Редакция журнала напоминает, что ответственность за подбор, достоверность и точность фактов, экономико-статистических и технических показателей, собственных имен и прочих сведений, а также за то, что в материалах не содержится сведений, не подлежащих открытой публикации, несут авторы публикуемых в журнале материалов и рекламодатели.

Фотографии к информации
(с. 2–3) о юбилее ИПС РАН



А. К. Айламазян в Армении, 1996 г.



А. К. Айламазян в рабочем кабинете



А. К. Айламазян (справа) в студенческие годы



А. К. Айламазян с сокурсниками по ВВИА
им. проф. Н. Е. Жуковского, 1996 г.



Встреча с коллегами из Германии

