

# ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

1(62)/2013

# ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

**Учредитель**

ОАО «Издательство «Политехника»»

**Главный редактор**

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

**Зам. главного редактора**

Г. Ф. Мощенко

**Ответственный секретарь**

О. В. Муравцова

**Редакционный совет:**

**Председатель** А. А. Оводенко,

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

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

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

д-р наук, проф., Цюрих, Швейцария

Ю. Ф. Подоплекин,

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

д-р техн. наук, проф., Москва, РФ

Л. Фортуна,

д-р наук, проф., Катания, Италия

А. Л. Фрадков,

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

Л. И. Чубраева,

чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, С.-Петербург, РФ

Ю. И. Шокин,

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

Р. М. Юсупов,

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

**Редакционная коллегия:**

В. Г. Анисимов,

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

Б. П. Безручко,

д-р физ.-мат. наук, проф., Саратов, РФ

Н. Блаунштейн,

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

А. Н. Дудин,

д-р физ.-мат. наук, проф., Минск, Беларусь

А. И. Зейфман,

д-р физ.-мат. наук, проф., Вологда, РФ

Е. А. Крук,

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

В. Ф. Мелехин,

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

А. В. Смирнов,

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

В. И. Хищенко,

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

А. А. Шальто,

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

А. П. Шепета,

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

З. М. Юлдашев,

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

**Редактор:** А. Г. Ларионова

**Корректор:** Т. В. Звертановская

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

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

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

Б. Морская ул., д. 67, ГУАП, РИЦ

Тел.: (812) 494-70-02

E-mail: 80x@mail.ru

Сайт: www.i-us.ru

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

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

Журнал распространяется по подписке. Подписку можно оформить через редакцию, а также в любом отделении связи по каталогу «Роспечать»: № 48060 — годовой индекс, № 15385 — полугодовой индекс.

© Коллектив авторов, 2013

**ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ**

**Ваганов М. А., Москалец О. Д., Кулаков С. В.** Многоканальный спектральный прибор для диагностики жидкостного ракетного двигателя **2**  
**Балонин Н. А., Сергеев М. Б.** О двух способах построения матриц Адамара — Эйлера **7**

**ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ**

**Охотников С. А.** Алгоритм управления деревообрабатывающим станком на основе аппарата контурного анализа изображений **11**

**МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ**

**Соллогуб А. В., Скобелев П. О., Симонова Е. В., Царев А. В., Степанов М. Е., Жиляев А. А.** Интеллектуальная система распределенного управления групповыми операциями кластера малоразмерных космических аппаратов в задачах дистанционного зондирования Земли **16**  
**Мальцев Г. Н., Джумков В. В.** Обобщенная модель дискретного канала передачи информации с группированием ошибок **27**  
**Петров И. О.** Метод оперативного решения нелинейных краевых задач динамики полета на основе энергетического принципа **34**

**ПРОГРАММНЫЕ И АППАРАТНЫЕ СРЕДСТВА**

**Котликов Е. Н., Новикова Ю. А.** Программное обеспечение для анализа устойчивости и коррекции интерференционных покрытий **41**

**КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ**

**Зяблов В. В., Кобозева И. Г.** Оценка вероятности ошибочного декодирования обобщенных кодов с локализацией ошибок **47**  
**Ковцур М. М., Никитин В. Н., Винель А. В.** Исследование вероятностно-временных характеристик протокола распределения ключей защищенной IP-телефонии **54**

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ КАНАЛЫ И СРЕДЫ**

**Бураченко Д. Л., Савищенко Н. В.** Пропускная способность и предельная частотно-энергетическая эффективность в системах с двумерными сигналами M-KAM, M-ФМ и M-АФМ **64**

**ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ**

**Кузнецов Л. А., Бугаков Д. А.** Разработка меры оценки информационного расстояния между графическими объектами **74**

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ОБРАЗОВАНИЕ**

**Гордеев А. В., Балберин В. В.** Концепция организации технологий 80 виртуализации для использования в учебном процессе

**УПРАВЛЕНИЕ В СОЦИАЛЬНО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ**

**Логинов И. В.** Оценивание ресурсоемкости реинжиниринга информатизированных бизнес-процессов **85**

**ХРОНИКА И ИНФОРМАЦИЯ**

15-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение» — DSPA'2013 **93**  
68-я Всероссийская (с международным участием) конференция, посвященная Дню радио — RDC-2013 **94**

**СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ**

**95**

**АННОТАЦИИ**

**100**

ЛР № 010292 от 18.08.98.  
Сдано в набор 21.12.12. Подписано в печать 07.02.13. Формат 60×84<sup>1/8</sup>.  
Бумага офсетная. Гарнитура SchoolBookC. Печать офсетная.  
Усл. печ. л. 12,1. Уч.-изд. л. 15,2. Тираж 1000 экз. Заказ 15.  
Оригинал-макет изготовлен в редакционно-издательском центре ГУАП.  
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.  
Отпечатано с готовых диапозитивов в редакционно-издательском центре ГУАП.  
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.



УДК 629.735.33

# МНОГОКАНАЛЬНЫЙ СПЕКТРАЛЬНЫЙ ПРИБОР ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ЖИДКОСТНОГО РАКЕТНОГО ДВИГАТЕЛЯ

**М. А. Ваганов,**

ассистент, младший научный сотрудник

**О. Д. Москалец,**

канд. техн. наук, доцент

**С. В. Кулаков,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматривается многоканальный спектральный прибор, выполняющий бесконтактный анализ спектра сигналов оптического диапазона. Данный прибор позволяет исследовать источники оптического излучения, непосредственный контакт с полем излучения которых либо невозможен, либо нежелателен. В первую очередь к таким источникам относится излучение факела жидкостного ракетного двигателя. Разрабатываемый прибор позволяет в режиме реального времени проводить диагностику состояния ракетного двигателя в целях предотвращения аварийных ситуаций. Приводятся результаты разработки лабораторного макета многоканального спектрального прибора и результаты его экспериментального исследования.

**Ключевые слова** — бесконтактный анализ спектра, спектроскопический метод, диагностика ракетного двигателя, оптический сигнал, многоканальный спектральный прибор, волоконно-оптический жгут, интерференционный оптический фильтр.

## Введение

Чрезвычайно широкое распространение приборов для измерения гармонических спектров обусловлено важностью и разнообразием получаемой с их помощью информации как в фундаментальных исследованиях строения материи, так и при решении прикладных задач.

Особенно велика роль гармонического анализа в спектроскопии, где получаемая информация заключена в функции распределения энергии электромагнитного излучения по частотам. При спектральных измерениях приборы исследуют электромагнитное излучение как сигнал, несущий информацию не только о химическом составе вещества, но и о его агрегатном состоянии, температуре, физических и химических процессах, происходящих в нем, а также о физических свойствах среды, через которую распространяется излучение.

Спектроскопические методы получения информации являются единственно возможными при изучении весьма удаленных или труднодоступных объектов. Отличительное качество этих методов состоит в том, что исследование объекта по

спектрам испускания или поглощения не нарушает физических условий, существующих в изучаемом объекте и вокруг него.

В последние годы особую актуальность приобретают спектроскопические методы диагностики жидкостных ракетных двигателей (РД), позволяющие получать информацию об их состоянии путем измерения спектра излучения их факела [1, 2]. Для успешного решения этой задачи требуется разработка таких технических средств спектроскопии, которые позволили бы проводить измерения в весьма специфических условиях.

В настоящей статье предложен новый принцип построения спектральной аппаратуры, выполняющей бесконтактный анализ спектра оптических сигналов, что позволяет решить обозначенную задачу. Новизна принципа построения спектрального прибора заключается в применении волоконно-оптического жгута (ВОЖ) и  $N$  параллельных каналов анализа спектра, каждый из которых содержит блок узкополосной фильтрации (БУФ). Волоконно-оптический жгут используется для переноса анализируемого оптического излучения на безопасное для прибора расстояние и подачи его в каналы анализа спектра [3].

### Бесконтактный принцип получения спектроскопической информации в оптическом диапазоне

В практике измерения оптических спектров используется два принципа получения спектроскопической информации — контактный и бесконтактный. Первый является традиционным принципом спектральных измерений, при котором анализируемое излучение непосредственно падает на вход спектрального прибора. До недавнего времени этот принцип оставался единственным в практике оптической спектрометрии, что сильно ограничивало ее возможности, особенно при исследовании источников оптического излучения, с которыми непосредственный контакт спектральной аппаратуры невозможен либо нежелателен.

Однако существует целый ряд актуальных задач, где получение спектроскопической информации невозможно при непосредственном контакте спектральной аппаратуры с полем излучения источников. В первую очередь к числу таких задач относится проблема ранней диагностики аварийных состояний жидкостного РД, основанная на слежении за появлением и динамикой свечения в факеле РД спектральных линий конструкционных материалов. Появление или изменение динамики свечения таких спектральных линий служит сигналом начала нештатной работы РД и разрушения его или его агрегатов [2].

Спектральный состав излучения факела РД обусловлен наличием трех составляющих:

- сплошного спектра, излучаемого главным образом частицами сажи;
- молекулярных полос, излучаемых молекулами и радикалами — продуктами сгорания и молекулами, образующимися из продуктов разрушения двигателя;
- атомарных линий химических элементов — продуктов разрушения двигателя.

Сплошное излучение факела РД сосредоточено преимущественно в области  $\lambda > 500$  нм.

Молекулярные полосы в спектре излучения факела РД обусловлены продуктами сгорания  $\text{CO}_2$ ,  $\text{H}_2\text{O}$ ,  $\text{CO}$ ,  $\text{OH}$ ,  $\text{CN}$ ,  $\text{C}_2$ . В тех случаях, когда в состав горючего или окислителя входит связанный азот, в спектрах излучения факела двигателя могут присутствовать полосы молекул  $\text{NO}$ ,  $\text{NH}$ ,  $\text{CN}$ . При разрушении конструкционных материалов двигателя в спектре могут появляться полосы излучения молекул  $\text{FeO}$ ,  $\text{NiO}$ ,  $\text{CuOH}$  и т. п.

Атомарные линии в спектре излучения факела жидкостного РД соответствуют в основном электронным переходам атомов химических элементов, являющихся продуктами разрушения конструкционных материалов двигателя: Fe, Cr,

Al, Mg, Ni, Ti, Mn, W, Mo, Cu, V и др. Большинство наиболее интенсивных линий этих атомов лежит в коротковолновой области спектра 250–500 нм (табл. 1) [1].

Из таблицы видно, что наибольшее число линий сосредоточено в диапазоне 350–410 нм. Для того чтобы по спектру отождествить химический элемент из указанных в таблице, достаточным является спектральное разрешение 1 нм [1].

В данной статье рассматривается спектральный прибор, реализующий бесконтактный принцип получения спектроскопической информации и, следовательно, способный решить поставленную задачу диагностики жидкостного РД. Суть бесконтактного принципа состоит в том, что анализируемый оптический сигнал — носитель спектроскопической информации падает не на вход спектрального прибора, а сначала переносится на безопасное для спектрального прибора расстояние, например, с помощью волоконно-оптической системы.

Спектральное разложение в данном приборе осуществляется с использованием узкополосных интерференционных фильтров в  $N$  параллельных каналах. Анализируемый сигнал переносится на безопасное для прибора расстояние и подается в каналы анализа спектра с помощью ВОЖ [3].

Так, для диагностики РД с целью предотвратить его возможное разрушение достаточно анализировать определенные участки спектра излучения факела двигателя, в которых лежат атомарные линии металлов, входящих в состав конструкционных материалов двигателя. Таким образом, количество каналов анализа спектра определяется количеством выделяемых участков спектра излучения факела. Применение ВОЖ для пе-

■ Таблица 1. Атомарные линии химических элементов продуктов разрушения конструкционных материалов

Элемент	Длина волны, нм
Al	308.22, 309.27, 394.4, 396.15
Ca	393.37, 396.85, 422.67, 443.5, 445.48, 445.58, 534.95, 558.88, 559.45, 585.75, 610.26, 612.22, 616.22, 616.95, 643.91, 644.98, 646.26, 647.17, 649.38, 649.97, 671.77, 714.81, 720.22, 732.62
Cr	357.87, 359.35, 360.53, 396.34, 425.44, 427.48, 428.97, 434.45, 435.18, 520.45, 520.6, 520.84
Cu	301.08, 303.61, 306.34, 310.86, 324.75, 327.4, 330.8, 353.04, 406.26, 465.11, 510.55, 515.32, 521.82, 570.02, 578.21, 793.31, 809.26
Fe	344.06, 358.12, 371.99, 373.49, 373.71, 374.56, 374.83, 374.95, 385.99, 388.63, 404.58, 438.35
Mn	403.08, 403.31, 403.45, 404.14
Ni	341.48, 344.63, 345.85, 346.17, 349.3, 351.51, 352.45, 356.64, 361.94



передачи оптического излучения позволяет расположить спектральную аппаратуру вдали от двигателя и тем самым реализовать бесконтактный принцип измерения спектра.

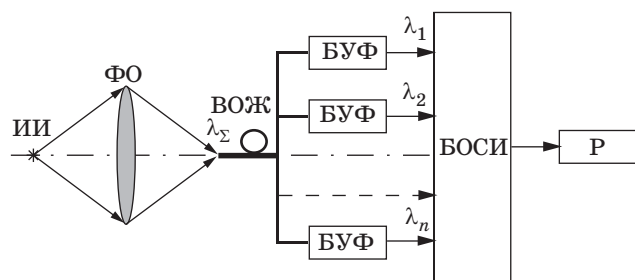
Такой принцип построения спектрального прибора с применением блоков фильтрации и ВОЖ в качестве линии передачи анализируемых сигналов не требует жесткой конструкции и точной юстировки прибора, в отличие от традиционных спектральных приборов, использующих решетки [4].

Разрабатываемая аппаратура позволяет работать в реальном масштабе времени и может быть эффективно использована не только в системах диагностики, но и в системах аварийной защиты для предотвращения возгорания жидкостного РД или развития интенсивных эрозионных процессов.

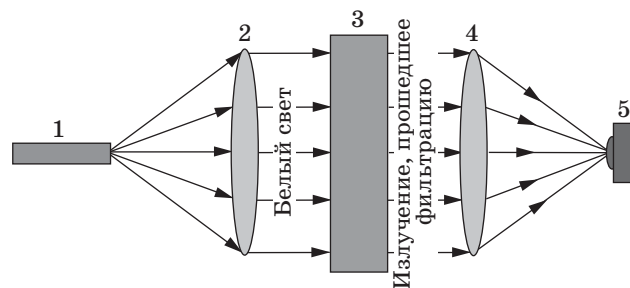
### Многоканальный резонаторный спектральный прибор оптического диапазона

Многоканальный спектральный прибор оптического диапазона (рис. 1) [5] работает следующим образом: оптическое излучение, несущее спектроскопическую информацию об анализируемом объекте, поступает из окружающего пространства на формирующую оптику. В ее фокальном пятне расположен обций входной торец ВОЖ, выполненного из  $n$  оптических волокон, а его другой конец разделен на  $n$  волокон. По ВОЖ оптическое излучение передается на заданное расстояние и поступает в БУФ. Эти блоки выполняют спектральное разложение с помощью оптических интерференционных фильтров, каждый из которых настроен на определенную длину волны (рис. 2). Элементы 2–4 составляют БУФ.

Первая коллимирующая линза преобразует расходящийся пучок оптического излучения, исходящий из торца оптического волокна ВОЖ, в параллельный пучок. Вторая коллимирующая



■ Рис. 1. Структурная схема многоканального спектрального прибора оптического диапазона: ИИ — источник излучения; ФО — формирующая оптика; БОСИ — блок обработки спектроскопической информации; Р — регистратор



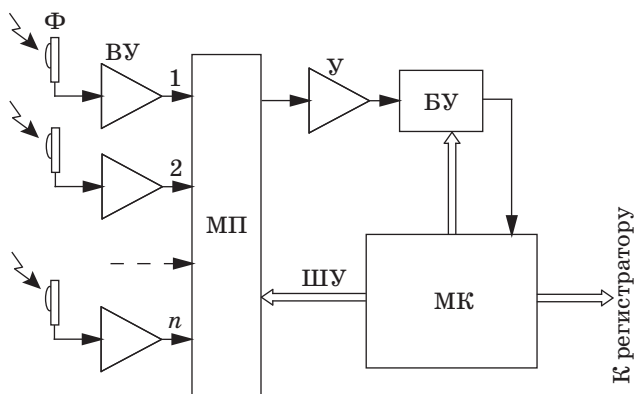
■ Рис. 2. Элемент разрешающей системы: 1 — торец оптического волокна ВОЖ; 2 — первая коллимирующая линза; 3 — интерференционный оптический фильтр; 4 — вторая коллимирующая линза; 5 — фотоприемник

линза фокусирует падающий на нее параллельный пучок, прошедший фильтрацию, на фотоприемник БОСИ. После преобразования оптического сигнала в электрический и его цифровой обработки информация выводится в воспринимаемом оператором виде на регистратор, например на осциллограф.

Задача БОСИ (рис. 3) состоит в считывании уровней сигналов, поступающих с каждого канала анализатора спектра, и отображении спектроскопической информации на компьютере или осциллографе.

В данном блоке предусмотрена как ручная, так и автоматическая регулировка коэффициента усиления для компенсации искажений сигналов, поступающих с фотоприемников, каждого канала анализа спектра сигналов [4]. Искажения сигналов возникают в результате неравномерностей характеристик оптического волокна, оптических фильтров и фотоприемников.

Ручная регулировка предусмотрена у ВУ, которые усиливают сигнал, поступающий непо-



■ Рис. 3. Структурная схема блока обработки спектроскопической информации: Ф — фотоприемник; ВУ — входной усилитель; МП — мультиплексор; У — усилитель; БУ — блок усиления; МК — микроконтроллер; ШУ — шина управления мультиплексором

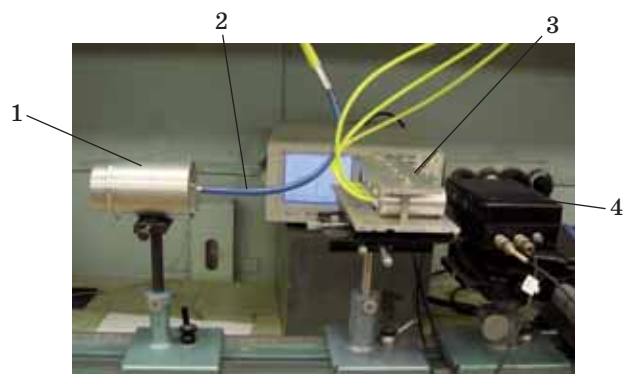
средственно с выходов фотоприемников. Заданный коэффициент усиления для каждого канала выставляется оператором единожды при настройке. Автоматическая регулировка коэффициента усиления предусмотрена в БУ, который усиливает сигнал, поступающий уже с МП.

### Лабораторный макет многоканального резонаторного спектрального прибора оптического диапазона

В лаборатории акустооптических устройств обработки информации СПбГУАП разработан лабораторный макет многоканального анализатора спектра оптических сигналов, реализующий идеи патента [3].

В рамках получения предварительных результатов разработки были выполнены элементы, представленные на рис. 4.

Волоконно-оптический жгут состоит из 91 оптического волокна типа POF. Диаметр сердцевины волокна равен 500 мкм, числовая апертура  $NA = 0,5$ , а длина оптических волокон составляет 2 м. При проведении экспериментальных ис-



■ **Рис. 4.** Действующий лабораторный макет оптического анализатора спектра параллельного типа: 1 — формирующая оптика; 2 — ВОЖ; 3 — три канала анализа спектра сигнала; 4 — БОСИ

следований в качестве источника оптического излучения использовалась лампа накаливания мощностью 60 Вт и металлогалогенная лампа мощностью 150 Вт Philips Master Colour CDM-T 150W/942.

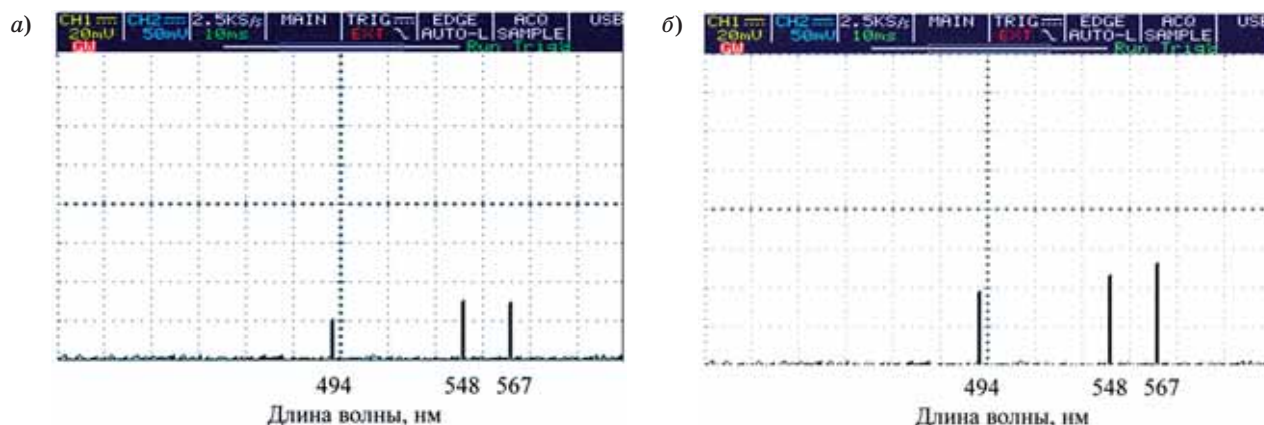
Представленные спектральными диаграммами (рис. 5, а, б) полученные к настоящему времени предварительные результаты экспериментальных исследований подтвердили работоспособность этого устройства.

### Заключение

Разрабатываемый многоканальный спектральный прибор, выполняющий бесконтактный анализ спектра сигналов оптического диапазона, позволяет исследовать источники оптического излучения, непосредственный контакт с полем излучения которых либо невозможен, либо нежелателен. К таким источникам относится, прежде всего, излучение факела жидкостного РД. Спектроскопический метод диагностики РД позволяет получать информацию в реальном масштабе времени и заблаговременно предотвращать аварийные ситуации. Подобная диагностика работы двигателя весьма важна для обеспечения безаварийности полетов как гражданских, так и военных летательных аппаратов.

Кроме того, аппаратура разрабатываемого типа может быть использована для контроля и управления технологическими процессами, протекающими в условиях повышенной температуры, влажности, агрессивной химической среды и повышенного уровня взрывоопасности, а также для оптимизации процессов горения в топках теплоэнергетических установок. В качестве примеров можно привести процессы крашения текстильных материалов, высокотемпературного синтеза, процессы в металлургическом производстве и пр.

Перечисленные области возможного использования результатов разработки подчеркивают ак-



■ **Рис. 5.** Спектральная диаграмма: а — лампы накаливания; б — металлогалогенной лампы

туальность проводимых научных исследований. На данный момент разработан лабораторный макет спектрального прибора и получены предварительные результаты его экспериментального исследования.

Успех создания такой спектральной аппаратуры непосредственно связан с совершенствовани-

ем технологии, позволяющей реализовать полосовые оптические фильтры с достаточно узкой полосой пропускания.

Авторы благодарят профессора Е. Н. Котликова за предоставленные оптические фильтры для проведения экспериментальных исследований.

## Литература

1. **Мошкин К. Б.** Экспериментально-расчетное определение концентрации атомов металлов в факеле ЖРД спектрометрическим методом в интересах диагностики ЖРД при проведении наземных испытаний: дис. ... канд. техн. наук: 01.04.14; 05.07.05. Защищена 20.05.2004; утв. 25.11.2005. М., 2004. 100 с.
2. **Алехин А. А., Баринов В. А., Любченко Ф. Н.** Исследование спектральных характеристик свечения факела двигателя 11Д58М // Теоретические и экспериментальные исследования вопросов общей физики: сб. науч. тр. / ЦНИИмаш. Королев, 2003. С. 6–14.
3. **Пат. 86734 РФ, МПК<sup>8</sup> G 01 J 3/26.** Параллельный анализатор спектра сигналов оптического диапазона / И. Н. Архипов, М. А. Ваганов, С. В. Кулаков, Е. Н. Котликов, О. Д. Москалец, Л. Н. Пресленев, В. Н. Прокашев (РФ). № 2009116195/22 // Изобретения и полезные модели. 2009. № 25. 2 с.
4. **Vaganov M. A., Moskaletz O. D.** Spectrum analysis of optical signals is based on the resonance phenomenon // Proc. of SPIE. Bellingham, WA, 2011. Vol. 8134. P. 81340C-1 – 81340C-10.
5. **Ваганов М. А., Москалец О. Д.** Параллельный анализ спектра динамических сигналов // Информационно-управляющие системы. 2011. № 5(54). С. 15–22.

## ПАМЯТКА ДЛЯ АВТОРОВ

*Поступающие в редакцию статьи проходят обязательное рецензирование.*

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

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

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

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



УДК 519.614

## О ДВУХ СПОСОБАХ ПОСТРОЕНИЯ МАТРИЦ АДАМАРА — ЭЙЛЕРА

**Н. А. Балонин,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**М. Б. Сергеев,**

доктор техн. наук, профессор, директор

НИИ информационно-управляющих систем Национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, г. Санкт-Петербург

Дается определение обобщенных матриц Адамара — Эйлера, рассмотрены их свойства, описаны алгоритмы их построения, приведены числовые примеры.

**Ключевые слова** — ортогональные матрицы, матрицы Адамара, матрицы Белевича, числа Мерсенна, числа Ферма.

### Введение

В теории обработки и передачи информации широко используются ортогональные базисы преобразований с матрицами Адамара и сходными с ними [1]. Такие матрицы существуют не для всех порядков, что в значительной степени сужает возможности по выбору наиболее удачного базиса в ряде применений.

В работах [2, 3] вводятся базовые понятия и описываются алгоритмы вычислений обобщенных матриц Адамара (М-матриц) на случай значений порядков, равных числам Ферма и Мерсенна, принадлежащих подмножествам нечетных чисел  $n = 4k + 1$  и  $n = 4k + 3$  соответственно. В случае четных порядков  $n = 4k + 2$  не существующие на них матрицы Адамара дополняются матрицами Белевича [4].

Напомним, что матрица Адамара — квадратная двухуровневая матрица  $H_n$  порядка  $n$ , состоящая из чисел  $\{1, -1\}$ , столбцы которой ортогональны:

$$H_n^T H_n = nI,$$

где  $I$  — единичная матрица.

Матрица Белевича (С-matrix, conference-matrix) — квадратная трехуровневая матрица  $C_n$  порядка  $n$ , состоящая из чисел  $\{1, 0, -1\}$ , столбцы которой ортогональны:

$$\tilde{N}_n^T \tilde{N}_n = (n-1)I,$$

а нулевые элементы сосредоточены на диагонали.

**Определение 1.** Значения, которым равны элементы матрицы, будем называть ее уровнями. Значения уровней позволяют раскрашивать графические портреты матриц в разные цвета, и, соответственно, можно говорить не только об уровне новости матрицы, но и о ее цветности.



- **Леонард Эйлер** (4 апреля 1707 — 7 сентября 1783). Великий математик, автор более чем 800 работ по математическому анализу, дифференциальной геометрии, теории чисел, приближенным вычислениям, небесной механике, математической физике, оптике, баллистике, кораблестроению, теории музыки и др.

Например, матрица Адамара — двухцветная, а Белевича — трехцветная.

Согласно гипотезе Адамара, порядок матриц Адамара кратен четырем. Они превосходят матрицы Белевича по критерию минимума максимума абсолютных значений элементов, назовем этот признак  $m$ -нормой. Трехуровневые матрицы Белевича, помимо того, существуют для значений порядков  $n = 4k + 2$ , но, в свою очередь, необходимое условие их существования регламентирует критерий Эйлера о разложимости величины  $n - 1$  на сумму двух квадратов. Матриц такого вида для значений порядков 22, 34, 58 и т. п. не существует. Это делает актуальным рассмотрение четырехуровневых замещений матриц Белевича, которые назовем, в свою очередь, матрицами Адамара — Эйлера.

**Определение 2.** Матрица Адамара — Эйлера — это квадратная матрица  $E_n$  порядка  $n$ , состоящая из чисел  $\{a = 1, -a, b, -b\}$ , столбцы которой ортогональны:

$$E_n^T E_n = \xi I,$$

где  $b = \frac{1}{2}$  при  $n = 6$ , в остальных случаях  $b = \frac{q - \sqrt{8q}}{q - 8}$ ,  $q = n + 2$  (порядок матрицы Адамара); вес  $\xi = \frac{(n+2) + (n-2)b^2}{2}$  учитывает, что  $\frac{q}{2}$  модулей элементов каждого столбца такой матрицы имеют значения  $a = 1$ , модули остальных элементов равны  $b < 1$ .

### Алгоритмы построения матриц Адамара — Эйлера

**Положение 1.** Матрицы Адамара — Эйлера строятся на основе формулы Сильвестра

$$E_n = \begin{pmatrix} M_{n/2} & M_{n/2} \\ M_{n/2} & -M_{n/2} \end{pmatrix},$$

где  $M_{n/2}$  — двухуровневая матрица Адамара — Мерсенна [2] вдвое меньшего нечетного порядка, состоящая из чисел  $\{a = 1, -b\}$  с пересчетом их уровня так, что  $b = \frac{1}{2}$  при  $n = 6$ , в остальных случаях  $b = \frac{q - \sqrt{8q}}{q - 8}$ ,  $q = n + 2$ . Отсюда следует, что при этом преобразовании число уровней ввиду инверсии двухуровневой матрицы Адамара — Мерсенна удваивается.

Техника построения матриц Адамара — Эйлера наследует способ построения матриц Адамара удвоением порядка соответствующих им матриц Белевича с последующим преобразованием нулевых элементов в единичные по модулю. В обоих случаях дополнительным ресурсом для ортого-

нализации матриц выступает изменение варьируемого элемента. Помимо того, это матрицы, оптимальные по  $m$ -норме в рамках заявленной уровневой структуры, т. е. М-матрицы.

Сохраняется важное свойство обобщенных матриц — наследование структуры матриц Адамара, поскольку с ростом порядка модуль малоуровневых элементов  $b$  стремится к 1. Выделенный класс четырехуровневых М-матриц интересен тем, что они сосуществуют с матрицами Белевича на одних и тех же порядках, уступая последним по  $m$ -норме. Однако, как и в случае с матрицами Белевича по отношению к матрицам Адамара, значениям их элементов отведено на один уровень больше. Соответственно, условия их существования менее жесткие. Они дополняют матрицы Белевича тогда, когда последние не существуют. Это побочный продукт вычисления матриц Адамара — Мерсенна, более полно раскрывающий содержание гипотезы Адамара о существовании всех матриц порядка  $4k$  (это относится и к матрицам Эйлера порядков  $4k + 2$ ).

**Пример 1.** Последовательность чисел Мерсенна, задаваемая формулой  $n = 2^k - 1$ , начинается с чисел 1, 3, 5, 15, 31, ... и принадлежит подмножеству чисел вида  $4k - 1$ . Матрица Адамара — Мерсенна третьего порядка имеет вид

$$M_3 = \begin{pmatrix} a & -b & a \\ -b & a & a \\ a & a & -b \end{pmatrix}.$$

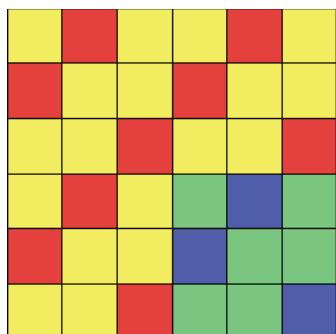
Соответственно, матрица Адамара — Эйлера

$$E_6 = \begin{pmatrix} a & -b & a & a & -b & a \\ -b & a & a & -b & a & a \\ a & a & -b & a & a & -b \\ a & -b & a & -a & b & -a \\ -b & a & a & b & -a & -a \\ a & a & -b & -a & -a & b \end{pmatrix},$$

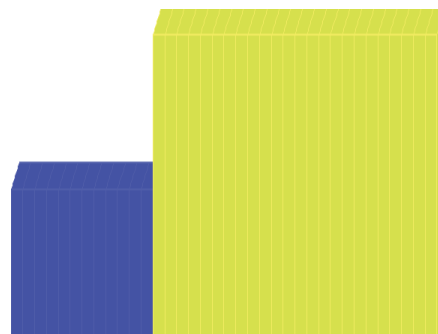
где  $a = 1$ ;  $b = 0,5$ . Портрет и гистограмма модулей элементов приведены на рис. 1 и 2, где желтый и зеленый цвета соответствуют значениям элементов  $\{1, -1\}$ , синий и красный — элементов  $\{0,5; -0,5\}$ .

Более актуально, конечно, рассмотреть тот порядок, для которого С-матрицы найти нельзя. Первый такой случай соответствует порядку  $n = 22$ . Поскольку  $n - 1 = 7 \times 3$  (эти множители свидетельствуют о неразложимости числа 21 на сумму двух квадратов), матрица Белевича  $C_{22}$  не существует.

**Пример 2.** Вычисление матрицы Адамара — Эйлера  $E_{22}$  основывается на вычислении двухуровневой матрицы  $M_{11}$ , порядок которой отличается от чисел Адамара — Мерсенна, но это пре-



■ Рис. 1. Портрет матрицы  $E_6$



■ Рис. 2. Гистограмма модулей элементов  $E_6$

пятствует всего лишь применению модифицированной версии итерационного алгоритма Сильвестра [1]. Матрица  $M_{11}$ , как и указанная выше матрица  $M_3$ , является стартовой (для этого алгоритма) и вычисляется применением более универсальной процедуры оптимизации ортогональных матриц по  $t$ -норме, описанной в работе [5]. Двухцветный и четырехцветный портреты матриц  $M_{11}$  и  $E_{22}$  (двух- и четырехуровневых), полученных таким способом, показаны на рис. 3 и 4.

Следует подчеркнуть, что свойства матриц буквально дозируются симметрией и числом разреженных уровней. На 22-м порядке найдена М-матрица [6], имеющая существенные прикладное и теоретическое значения. Она асимметрична, и диаграмма модулей ее элементов имеет 6 уровней, не достигая нижним из них нуля. Ее  $t$ -норма ниже, чем у матриц Адамара — Эйлера. В данной работе речь идет о принципиальной возможности ограничиться минимально необходимым числом уровней, которое у матриц Адамара — Эйлера, согласно способу их построения, равно четырем. Преимущество это сохраняется при всех возможных порядках  $n = 4k + 2$ , поэтому эти матрицы завершают построение малоуровневых ортогональных базисов.

**Положение 2.** Матрицы Адамара — Эйлера связаны, в свою очередь, с матрицами Адамара — Мерсенна, последние образованы дополнением их строкой и столбцом (каймой) в виде

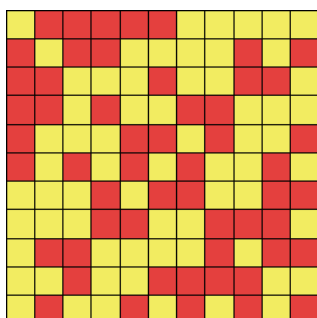
$$M_{n+1} = \begin{pmatrix} -\lambda & e^T \\ e & E_{2n}^* \end{pmatrix},$$

где  $\lambda = -a$  — собственное число, а  $e$  — собственный вектор «сопряженной» матрицы  $E_{2n}^* = \begin{pmatrix} M_{n/2} & M_{n/2} \\ M_{n/2} & M_{n/2}^* \end{pmatrix}$ ,  $M_{n/2}^*$  получается из матрицы Мерсенна соответствующего порядка взаимной заменой элементов  $a = 1$  и  $-b$  с пересчетом при  $n > 3$  уровня  $b = \frac{q - \sqrt{4q}}{q - 4}$ ,  $q = n + 1$  (порядок матрицы Адамара).

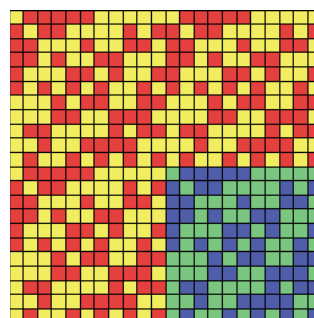
**Пример 3.** Используем матрицу Адамара — Эйлера  $E_{22}$  для вычисления двухуровневой матрицы Адамара — Мерсенна  $M_{23}$  (рис. 5).

В теории матриц Адамара роль, сходную с матрицей Адамара — Эйлера, играет теплицева матрица символов Лежандра, называемая матрицей Якобстала. Это обобщение конструкции Пэли, широко используемой при построении матриц Белевича и Адамара на основе теории квадратичных вычетов, учитывающее неравносность значений положительного  $a = 1$  и отрицательного  $-b$  уровней элементов матрицы четного порядка с ортогональными столбцами.

В пределах отмеченной структуры матриц Адамара — Эйлера существует еще одна претендентная матрица с элементом  $b = \frac{q + \sqrt{8q}}{q - 8}$  таким,

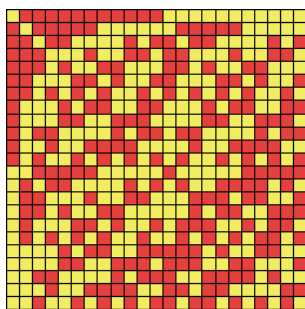


■ Рис. 3. Портрет матрицы  $M_{11}$



■ Рис. 4. Портрет матрицы  $E_{22}$





■ Рис. 5. Портрет матрицы  $M_{23}$

что  $b > a$  (по сути, речь идет о взаимной замене параметров  $a, b$  местами). Данная матрица отвечает второму корню характеристического уравнения, следующего из условия ортогональности. Однако она существенно уступает по критерию минимума  $t$ -нормы основной матрице. Это частное решение может представлять некоторый самостоятельный интерес при построении общей теории  $M$ -матриц.

### Заключение

В процессе поиска ортогональных матриц четных порядков, близких по своим свойствам к матрицам Адамара и замещающих не всегда существующие  $S$ -матрицы, удалось выделить в классе малоуровневых  $M$ -матриц [5] матрицы, названные обобщенными матрицами Адамара — Эйлера. Это увеличивает количество минимаксных ортогональных матриц, рассмотренных в работах [2, 3, 7].

На конкретных примерах показано, что матрицы Адамара — Мерсенна старших порядков могут быть получены двойко. Во-первых, обычным ходом модифицированного алгоритма Сильвестра, дающим, например, переход от  $M_{11}$  к  $M_{23}$ , минуя актуальный 22-й порядок. Во-вторых, разделенным на стадии процессом с получением промежуточной матрицы  $E_{22}$ . Отсюда следует, что условия ортогонализации матриц Адамара — Эйлера заведомо менее жесткие, чем у  $S$ -матриц Белевича, и, соответственно, они вычислимы тогда, когда требуемых критерием Эйлера предпосылок для существования матриц Белевича нет. При этом новые матрицы регламентируют структуру матриц справа от них, т. е. матриц Адамара — Мерсенна и Адамара включительно.

Хотя для разрешимости задачи ортогонализации на порядках  $4k + 2$  значение уровней матриц Адамара — Эйлера равно четырем, число градаций их абсолютных значений всего на 1 больше, чем у матриц Адамара. В этом они родственны обобщаемым матрицам, вариация идет не столько за счет разнообразия уровней, сколько за счет выбора знаков. Проведенное исследование создает предпосылки к доказательству гипотезы Адамара [8] через рассмотрение вопроса о существовании матриц Адамара — Эйлера и Адамара — Мерсенна. Отмеченные закономерности не только расширяют понимание сложной проблемы, уходящей корнями в теорию чисел и теорию ортогональных базисов, но имеют и самостоятельное значение для теории обработки информации и моделирования.

### Литература

1. Мироновский Л. А., Слаев В. А. Стрип-метод преобразования изображений и сигналов: монография. — СПб.: Политехника, 2006. — 163 с.
2. Балонин Н. А., Сергеев М. Б., Мироновский Л. А. Вычисление матриц Адамара — Мерсенна // Информационно-управляющие системы. 2012. № 5. С. 92–94.
3. Балонин Н. А., Сергеев М. Б., Мироновский Л. А. Вычисление матриц Адамара — Ферма // Информационно-управляющие системы. 2012. № 6. С. 90–93.
4. Belevitch V. Theorem of  $2n$ -terminal networks with application to conference telephony // Electr. Commun. 1950. Vol. 26. P. 231–244.
5. Балонин Н. А., Сергеев М. Б.  $M$ -матрицы // Информационно-управляющие системы. 2011. № 1. С. 14–21.
6. Балонин Ю. Н., Сергеев М. Б.  $M$ -матрица 22-го порядка // Информационно-управляющие системы. 2011. № 5. С. 87–90.
7. Балонин Н. А., Мироновский Л. А. Матрицы Адамара нечетного порядка // Информационно-управляющие системы. 2006. № 3(22). С. 46–50.
8. Hadamard J. Résolution d'une question relative aux determinants // Bulletin des Sciences Mathématiques. 1893. Vol. 17. P. 240–246.

УДК 621.391

## АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ ДЕРЕВООБРАБАТЫВАЮЩИМ СТАНКОМ НА ОСНОВЕ АППАРАТА КОНТУРНОГО АНАЛИЗА ИЗОБРАЖЕНИЙ

**С. А. Охотников,**

ассистент, младший научный сотрудник

Поволжский государственный технологический университет, г. Йошкар-Ола

Представлен подход к построению автоматической системы управления деревообрабатывающим станком. Разработан алгоритм для решения задачи автоматизации процесса дефектоскопии пиломатериалов на основе анализа формы изображений дефектов.

**Ключевые слова** — система управления, дефекты древесины, форма изображения, контур, принятие решения.

### Введение

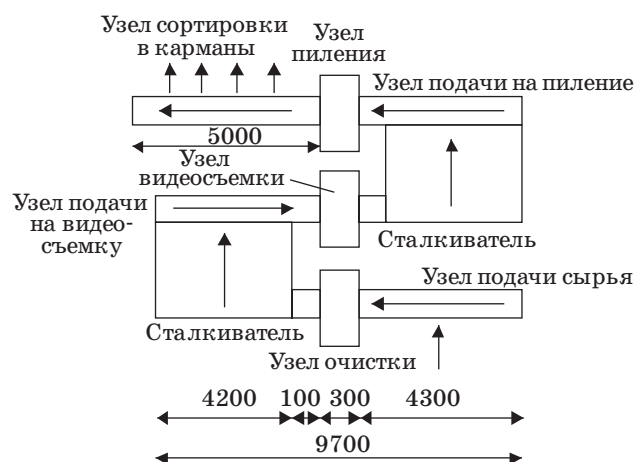
Производство и применение деревянных клееных конструкций находятся на этапе динамично устойчивого развития. Временные параметры этого этапа, условия устойчивости развития, тенденции и приоритеты в обеспечении динамики темпов — эти и другие задачи требуют системного анализа и программного решения. В современном мире элементы из клееной древесины широко используются в домостроении, мебельном производстве и т. п. Относительно малый вес и высокая прочность конструкции из клееной древесины обеспечивают возможность получения оригинальных архитектурно-дизайнерских решений при отсутствии необходимости в дополнительной отделке. Конструкция из клееной древесины на 50–70 % прочнее, чем из цельной, это более декоративный материал, в котором отсутствуют трещины, сучки имеют здоровый вид и т. д. Производство клееной древесины сегодня является одной из наиболее высокотехнологичных областей деревообработки [1–3].

При производстве клееных изделий используются мебельные заготовки с удаленными пороками, которые склеиваются по длине, ширине, толщине до получения требуемого образца. Современные методы автоматической дефектоскопии пиломатериалов: акустические, рентгеноскопические, гамма-дефектоскопия и др. — основаны на измерении плотности древесины. Подобные методы могут с определенной точностью установить наличие дефекта, гораздо труднее его потом

классифицировать и определить размеры. Поэтому для поиска дефектов лучше применять фотоэлектрический метод. В настоящей статье представлен алгоритм управления деревообрабатывающим станком, использующий для поиска дефектов аппарат контурного анализа, который позволяет ускорить процесс оптимизации по дефектам и исключить участие человека.

### Структурная схема деревообрабатывающего станка

Автоматическую вырезку дефектов (сучков, смоляных карманов и т. п.) из обрезных досок и (или) торцовку заготовок в заданный размер производит деревообрабатывающий станок (рис. 1).



■ Рис. 1. Структура деревообрабатывающего станка

Исходное сырье подается поперечным конвейером, проходит через узел очистки и переходит на узел подачи сырья на видеосъемку. Отсканированное сырье попадает на узел подачи сырья на пиление, после чего готовые заготовки сортируются (узел сортировки в карманы) в соответствующие ячейки. Для анализа дефектов древесины используется оптическая система (узел видеосъемки). На основе данных, полученных с камеры, формируются команды для управления деревообрабатывающим станком.

В работе [4] рассмотрены подходы к созданию системы идентификации дефектов древесины. В качестве одного из критериев определения дефектов древесины предлагается использовать геометрические формы дефектов, при этом под формой изображения будем понимать информацию, содержащуюся в контуре. Достоинство методов контурного анализа в задачах обработки изображений и распознавания зрительных образов заключается в возможности решать эти задачи с единых позиций теории сигналов. Контурные изображений полностью характеризуют их форму и позволяют создать простые аналитические описания, инвариантные к переносу, повороту и масштабированию изображений. Рассмотрение контуров изображений как комплекснозначных сигналов и представление их в линейном комплекснозначном пространстве позволяют получить инвариантную к преобразованиям переноса, поворота и масштабирования меру близости двух контуров в виде их скалярного произведения. При этом на основании значения самого скалярного произведения можно оценить угол поворота и коэффициент масштабирования.

### Анализ формы изображений дефектов

Один из распространенных подходов к выделению контуров изображений в многоградационной по яркости сцене базируется на получении бинарной сцены, в которой формы изображений объектов минимально искажены. При наличии сцены контуры изображений достаточно просто выделяются на основании алгоритма Розенфельда [5] либо любого другого известного алгоритма.

Задачи контурного анализа возникают в системе технического зрения при обработке изображений и распознавании зрительных образов. Существует множество форм контуров. Для ряда контуров характерно наличие общих признаков, связанных с некоторыми их общими свойствами. Данные признаки образуют определенный класс форм, и если учесть эту закономерность в выражении для контурного согласованного фильтра, то такой фильтр будет вырабатывать меру схожести с эталоном не для одного конкретного конту-

ра, а для целого класса контуров с общими свойствами.

Задан ортогональный базис, по которому раскладывается произвольный непрерывный контур, в виде

$$\mathbf{X}_m = \{\chi_m(l)_{0, L}\} = \left\{ |\chi| \exp \left\{ i \frac{2\pi}{L} ml \right\} \right\}_{0, L}. \quad (1)$$

Совокупность  $\mathbf{X}_m$  при  $m = -\infty, \infty$  задает семейство замкнутых непрерывных элементарных контуров. При  $|\chi| = 1$  любые два контура из полного семейства непрерывных элементарных контуров являются ортогональными, т. е. скалярное произведение контуров равно

$$\begin{aligned} (\mathbf{X}_m, \mathbf{X}_n) &= \int_0^L \exp \left\{ i \frac{2\pi}{L} (m-n)l \right\} dl = \\ &= \begin{cases} L & \text{if } m = n; \\ 0 & \text{if } m \neq n. \end{cases} \end{aligned} \quad (2)$$

При  $|\chi| = 1/\sqrt{L}$  контуры, образующие базис, являются ортонормированными:

$$\begin{aligned} (\mathbf{X}_m, \mathbf{X}_n) &= \frac{1}{L} \int_0^L \exp \left\{ i \frac{2\pi}{L} (m-n)l \right\} dl = \\ &= \begin{cases} 1 & \text{if } m = n; \\ 0 & \text{if } m \neq n. \end{cases} \end{aligned} \quad (3)$$

Элементарные непрерывные контуры, образующие ортонормированный базис, периодичны с периодом  $L$  и представляют собой окружности радиусом  $1/\sqrt{L}$ . При этом  $L = 2\pi$  из тех соображений, что период повторения первой гармоники в выражении (1) при  $m = 1$  равен  $2\pi$ . На рис. 2 показан элементарный непрерывный контур при  $m = 1$ , задающий окружность.

В данном случае используется непрерывный элементарный контур порядка  $m = 1$ :

$$\mathbf{X} = \{\chi(l)_{0, L}\} = \{\exp \{il\}\}_{0, L}. \quad (4)$$

Непрерывный элементарный контур можно представить через синфазную и квадратурную компоненты:

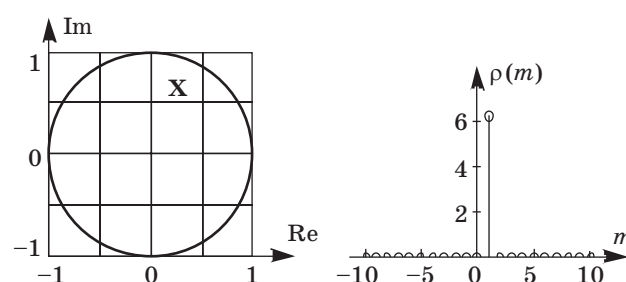


Рис. 2. Элементарный контур при  $m = 1$  и его спектр



$$\mathbf{X} = \{\chi(l)\}_{0,L} = a\cos(l) + ib\sin(l), \quad (5)$$

где  $a$  и  $b$  — коэффициенты сжатия круга по горизонтали и вертикали соответственно. При изменении одного из коэффициентов окружность сжимается по одной из осей.

Обычно для различения контуров используют согласованные фильтры, обеспечивающие образование количественной меры схожести между фильтруемым контуром и эталонной формой, определяемой контуром.

Исследуем влияние параметров  $a$  и  $b$  на спектр окружности. Для этого используется преобразование Фурье. Спектр  $\mathbf{P} = \{\rho(m)\}_{-\infty,\infty}$  непрерывного контура  $\mathbf{X} = \{\chi(l)\}_{0,L}$  определяется по формуле

$$\rho(m) = \int_0^L \chi(l) \exp\left[-i\frac{2\pi}{L}ml\right] dl, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6)$$

Подставив выражение (4) в (6), а затем разложив полученное выражение по формуле Эйлера, получим

$$\begin{aligned} \rho(m) &= \int_0^L \exp\{il\} \exp\left[-i\frac{2\pi}{L}ml\right] dl = \\ &= \int_0^L (a\cos(l) + ib\sin(l)) \times \\ &\times \left[ \cos\left(\frac{2\pi}{L}ml\right) - i\sin\left(\frac{2\pi}{L}ml\right) \right] dl. \end{aligned}$$

При дальнейшем разложении приходим к следующему выражению:

$$\begin{aligned} \rho(m) &= \int_0^L \frac{a}{2} \left( \cos\left[\left(1 - \frac{2\pi}{L}m\right)l\right] + \cos\left[\left(1 + \frac{2\pi}{L}m\right)l\right] \right) dl + \\ &+ \int_0^L \frac{ib}{2} \left( \sin\left[\left(1 - \frac{2\pi}{L}m\right)l\right] + \sin\left[\left(1 + \frac{2\pi}{L}m\right)l\right] \right) dl - \\ &- \int_0^L \frac{ia}{2} \left( \sin\left[\left(1 - \frac{2\pi}{L}m\right)l\right] + \sin\left[\left(1 + \frac{2\pi}{L}m\right)l\right] \right) dl + \\ &+ \int_0^L \frac{b}{2} \left( \cos\left[\left(1 - \frac{2\pi}{L}m\right)l\right] - \cos\left[\left(1 + \frac{2\pi}{L}m\right)l\right] \right) dl. \end{aligned}$$

Данный интеграл распадается на простейшие, и при дальнейшем разложении происходит переход к обычным синус-косинусным компонентам и коэффициентам перед ними.

Для выработки правила распознавания воспользуемся свойством спектра элементарного непрерывного контура (см. рис. 2). Видно, что спектр непрерывного элементарного контура

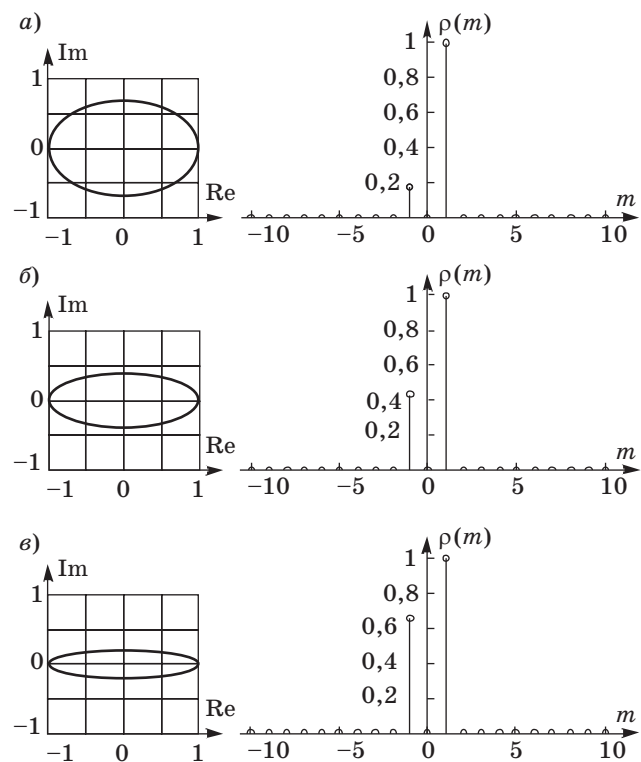
$\mathbf{X} = \{\chi(l)\}_{0,L}$  содержит только одну ненулевую составляющую. Используя это свойство, можно анализировать спектр контура, сжимая или разжимая его. В этом случае, жертвуя небольшим развалом спектральной функции, получим правило, по которому можно оценить близость формы рассматриваемого объекта к кругу.

Исследуем изменение спектра при сжатии контура круга по вертикали и горизонтали. Все спектрограммы представлены в нормированном виде. На рис. 3,  $a$ – $e$  показаны спектры контуров при сжатии по горизонтали.

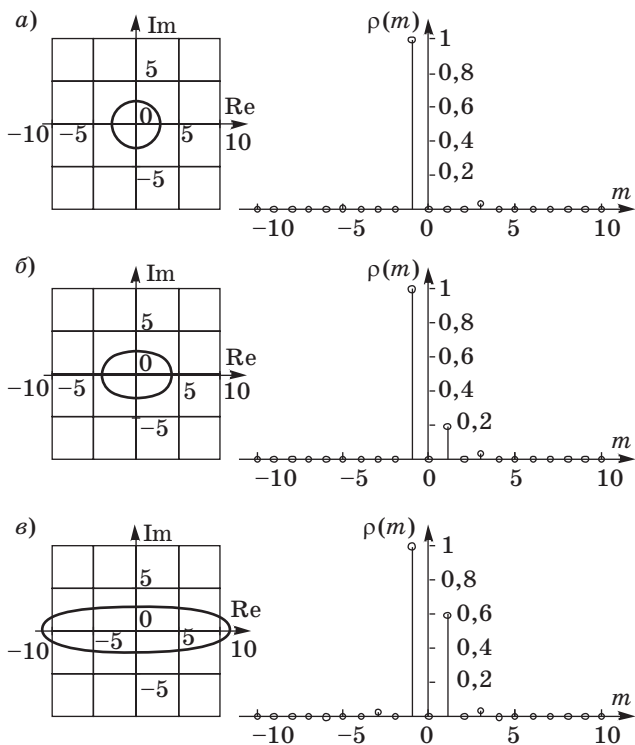
Получено, что при сжатии контура в спектрограмме появляется ярко выраженная вторая гармоника, причем, чем больше коэффициент сжатия, тем больше ее уровень. При сжатии по горизонтали получаются идентичные результаты.

Исследован спектр контура круга при его растяжении (рис. 4,  $a$ – $e$ ).

Анализ полученных спектрограмм показывает, что на рис. 4 проявляется та же зависимость, что и на рис. 3. Таким образом, если один из «максимальных» отчетов спектра больше второго максимума в несколько раз, а остальные отчеты ниже уровня 0,1 (см. рис. 3), то данный контур можно отнести к классу окружностей. Если второй из «максимальных» отчетов спектра превышает уровень 0,2, а все остальные отчеты ниже



■ Рис. 3. Вид контура и его нормированный спектр с коэффициентом сжатия 0,7 (а); 0,4 (б); 0,2 (в)

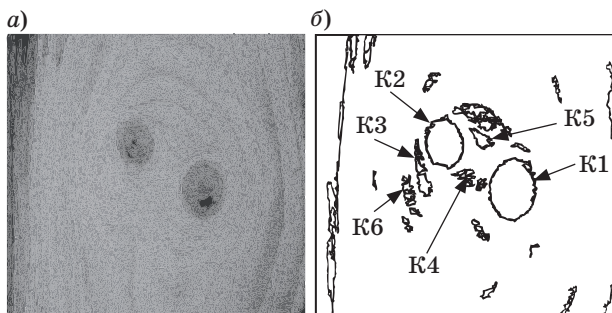


■ Рис. 4. Вид контура и его нормированный спектр с коэффициентом растяжения 1 (а); 1,6 (б); 4,8 (в)

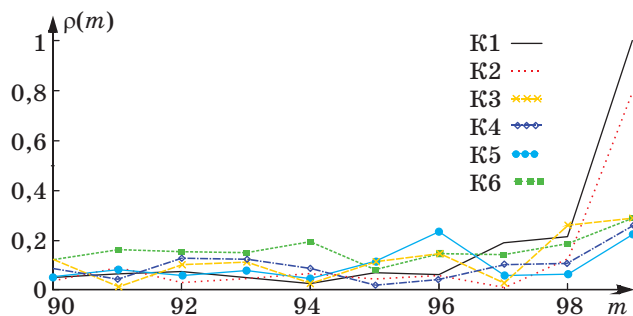
уровня 0,1 (см. рис. 3, 4), то данный контур можно отнести к симметричному овалу.

Произведем поиск дефектов на реальном изображении (рис. 5, а). На основе локально-оптимальной процедуры формирования порогового уровня получим бинарное изображение и по алгоритму Розенфельда выделим контуры (рис. 5, б). Найдя спектры каждого контура, произведем их нормирование (рис. 6).

Анализируя спектрограммы, можно сделать вывод, что контуры К1 и К2 являются дефектами, близкими к круглой форме, а контуры К3–К6 к ним не относятся из-за большого развала спектральной функции.



■ Рис. 5. Пример выделения контуров дефектов древесины: а — реальное изображение; б — выделенные контуры К1–К6

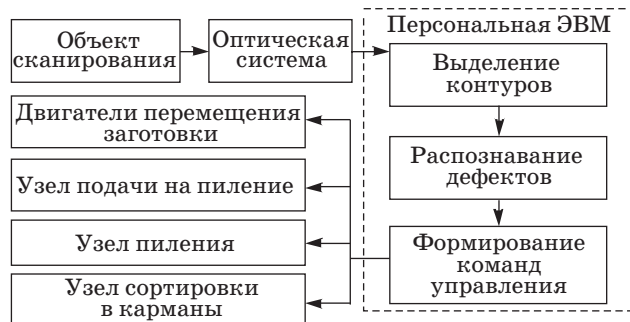


■ Рис. 6. Спектры контуров К1–К6

Рассмотрим алгоритм управления деревообрабатывающим станком (рис. 7).

На первом шаге в систему поступает объект сканирования, в нашем случае это пиломатериал, у которого надо удалить дефекты. Оптическая система, состоящая из видеокамеры, производит съемку объекта сканирования. Все данные поступают в персональный компьютер, где и производится дальнейшая обработка. На полученном изображении выделяются контуры по одному из известных алгоритмов. На следующем шаге производится распознавание контуров либо через спектр контура, либо с использованием аппарата согласованной фильтрации. По результатам обработки при нахождении дефекта ЭВМ формирует управляющие команды для дальнейшего перемещения заготовки и спила дефекта, а также на узел сортировки, который в зависимости от размера получившейся заготовки сталкивает ее в соответствующий карман.

Сама по себе заготовка — это объемное тело, и дефекты могут быть на разных ее сторонах. Чтобы контролировать все четыре стороны, заготовку поворачивают. На некоторых изображениях появляются различные шумы, причинами которых могут быть не только пыль и опилки, сопровождающие деревообрабатывающее производство, но и ворсистость поверхности материалов и особенности структуры древесины. Устранить опилки с пиломатериала можно при помо-



■ Рис. 7. Структурная схема алгоритма управления деревообрабатывающим станком

щи сметающих роликов-щеток. В иных случаях нужно правильно подбирать освещение поверхности пиломатериала, а если это невозможно сделать, следует использовать методы фильтрации шумов. Сами методы фильтрации смазывают изображение, поэтому ими нужно пользоваться в меру. Расстояние от камер до узла пиления является фиксированным, это позволяет с определенной точностью рассчитать расстояние от камеры до узла пиления при распознавании дефекта. Контроль перемещения заготовки по ленте осуществляется по командам с компьютера, который включает соответствующие двигатели перемещения. Одной из важных задач является выбор разрешения изображения. Если разрешение будет слишком большим, то увеличивается вре-

мя обработки и анализа изображения, что приведет к уменьшению скорости работы системы, а уменьшение изображения может привести, соответственно, к уменьшению информативности данного снимка.

### Заключение

В работе представлен алгоритм управления деревообрабатывающим станком. Для решения задачи дефектоскопии используется аппарат контурного анализа. При этом под формой изображения понимается информация, содержащаяся в контуре. Предложен подход определения дефектов круглой и овальной формы, основанный на анализе амплитудного спектра контуров.

### Литература

1. **Волынский В. Н.** Технология клееных материалов: учеб. пособие для вузов. 2-е изд. / Арханг. гос. техн. ун-т. — Архангельск, 2003. — 280 с.
2. **Илющенко В.** Современные методы дефектоскопии пиломатериалов // Леспром. 2010. № 1 (67). С. 142–145.
3. **Ковальчук Л. М.** Производство деревянных клееных конструкций. 3-е изд., перераб. и доп. — М.: РИФ «Стройматериалы», 2005. — 336 с.
4. **Хафизов Р. Г., Багаутдинов И. Н., Охотников С. А.** Применение контурного анализа изображений для решения задач дефектоскопии пиломатериалов // Радиотехнические и инфокоммуникационные системы: Вестник Марийского гос. техн. ун-та. Йошкар-Ола, 2011. № 2. С. 30–35.
5. **Введение** в контурный анализ и его приложение к обработке изображений и сигналов / под ред. Я. А. Фурмана. — М.: Физматлит, 2002. — 592 с.



УДК 629.78

## ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА РАСПРЕДЕЛЕННОГО УПРАВЛЕНИЯ ГРУППОВЫМИ ОПЕРАЦИЯМИ КЛАСТЕРА МАЛОРАЗМЕРНЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ В ЗАДАЧАХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ

**А. В. Соллогуб,**

доктор техн. наук, профессор  
ГНП РКЦ «ЦСКБ-Прогресс», г. Самара

**П. О. Скобелев,**

доктор техн. наук, ведущий научный сотрудник  
Институт проблем управления сложными системами РАН, г. Самара

**Е. В. Симонова,**

канд. техн. наук, доцент

**А. В. Царев,**

генеральный директор

**М. Е. Степанов,**

разработчик

**А. А. Жиляев,**

разработчик

ООО «Научно-производственная компания «Разумные решения», г. Самара

*Рассматривается распределенный подход к решению задачи управления групповыми операциями кластера малых космических аппаратов. Предлагается классификация кластеров. Описывается интеллектуальная система управления группировкой космических аппаратов, разработанная на основе мультиагентных технологий и онтологий. Приводятся результаты экспериментальных исследований моделей групповых операций малых космических аппаратов, показывающие преимущества разработанного подхода.*

**Ключевые слова** — кластер малых космических аппаратов, интеллектуальная система управления, мультиагентные технологии, распределенное решение задач, объект зондирования, межспутниковые коммуникации, эффективность.

### Введение

Стратегия развития космической деятельности России до 2030 г. и на дальнейшую перспективу предусматривает совершенствование и целенаправленную государственную поддержку технологий дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Предполагается развертывание до 2015 г. минимально необходимого состава орбитальной группировки космических аппаратов связи, ДЗЗ и навигации с использованием отработанных в полете и серийно изготавливаемых космических аппаратов [1].

До настоящего времени подходы, применяемые к управлению традиционными космическими аппаратами (КА), носят «централизованный» и «статический» характер, когда для каждого

спутника предполагается определенный наперед заданный порядок выполнения задач, передаваемый с Земли. Для управления группировкой малоразмерных КА предлагается парадигма «распределенного динамического» управления, когда задачи ставятся не только отдельным КА, но и всей группировке КА в целом. Данный подход позволяет динамически перераспределять задачи внутри группировки путем переговоров между аппаратами непосредственно в процессе выполнения этих задач, причем в такой системе могут возникать заранее не запланированные события, например, появление новой срочной задачи, выход из строя одного из аппаратов, вывод на орбиту нового аппарата и др.

Для решения рассматриваемой задачи предлагается концепция «интеллекта роя» (swarm intelligence), активно развиваемая в последнее время в применении к малоразмерным спутникам [2]. Группировки нано- и пикоспутников, подобные роям пчел, могут быть многофункциональными и гибко конфигурируемыми под задачи, дешевыми в исполнении, надежными и живучими в самых различных ситуациях при наблюдении Земли, исследовании объектов в космосе, решении телекоммуникационных и других разнообразных задач [3, 4].

В статье рассматривается интеллектуальная система коллективного управления группировкой спутников, построенная на основе применения баз знаний и мультиагентных технологий [5], принципы создания которой были изложены ранее [6–11]. Кратко описывается разработанная система и приводятся результаты экспериментальных исследований, полученные в ходе моделирования, показывающие новые возможности гибкого и адаптивного планирования работы взаимодействующих аппаратов группировки в условиях априорной неопределенности и высокой динамики возникновения непредвиденных событий. Разработанный подход открывает широкие перспективы создания самоорганизующихся систем управления сложными объектами, пригодных для решения целого спектра новых задач в аэрокосмических приложениях.

Прежде всего, рассмотрим возможные виды кластеров для решения задач ДЗЗ и сценарии их использования.

### Виды кластеров космических аппаратов

В разрабатываемом нами подходе предполагается, что космическая система зондирования включает следующие кластеры:

- кластер видового зондирования;
- кластер радиолокационного зондирования;
- кластер радиотехнического зондирования (КРТЗ);
- кластеры близкорасположенных малых КА (МКА);
- кластер связанных КА, расположенных на геостационарных орбитах (например, разворачиваемая российская многофункциональная космическая система ретрансляции «Луч») [12].

Кроме того, при работе космической системы зондирования используются созвездия КА глобальных навигационных спутниковых систем GPS и ГЛОНАСС.

### Кластер видового зондирования

Различают следующие сценарии (разновидности) видового зондирования.

1. По конфигурации объектов зондирования (ОЗ):

- объективное (ОЗ размещается в пределах одного кадра);
- азимутальное (ОЗ представляет собой прямолинейный маршрут);
- маршрутное (ОЗ представляет собой криволинейный маршрут);
- площадное (ОЗ представляет собой поверхность на земном шаре).

2. По решаемым целевым задачам:

- оперативное (максимально возможная оперативность зондирования складывается из минимизации времени выхода КА на ОЗ и доставки информации зондирования потребителю);
- планомерно-периодическое или обзорное (зондирование определенных районов через определенные промежутки времени);
- зондирование в интересах картографирования земной поверхности (разработка топографических карт, привязка ОЗ к географическим координатам, построение земельного кадастра);
- стереоскопическое (стереосъемка) для получения 3D-изображений.

3. По разрешающей способности изображения:

- детальное;
- высокодетальное.

4. По спектральной чувствительности аппаратуры зондирования:

- панхроматическое (черно-белые снимки с высоким разрешением);
- спектральное;
- многоспектральное;
- гиперспектральное (снимки местности в определенных спектральных диапазонах, получение цветных изображений).

Пространственное разрешение наиболее важно для указанных ниже задач зондирования:

- обнаружение и распознавание класса ОЗ;
- определение типов ОЗ;
- распознавание конкретного образа ОЗ;
- определение геометрических характеристик ОЗ (контуров, размеров, структуры, составных элементов);
- определение состояния ОЗ.

### Кластер радиолокационного зондирования

Объекты радиолокационного зондирования подразделяются на сосредоточенные и распределенные. К сосредоточенным относятся объекты, размеры которых меньше, чем размеры разрешаемого радиолокационной станцией объема. Сосредоточенные объекты делятся на одиночные и групповые. Групповые объекты состоят из набора независимых одиночных объектов. Одиночные сосредоточенные объекты называют также точечными. К распределенным объектам

относятся земные и водные поверхности, размеры которых превышают размеры разрешаемого элемента.

Различают следующие методы радиолокационного визирования земной поверхности [13].

1. Пассивное визирование состоит в приеме и анализе собственного теплового излучения объектов и сред, а также рассеянного ими солнечного излучения в диапазонах от видимого и инфракрасного до СВЧ-радиодиапазона (ИК- и СВЧ-радиометры).

Сверхвысокочастотные радиометры находят применение при прокладке трасс магистральных трубопроводов, обнаружении нефтяных пятен на суше и водной поверхности, утечке газа, мониторинге ледовой обстановки, определении состояния морской поверхности, контроле вулканической деятельности, мониторинге атмосферы, почв, лесных и сельскохозяйственных угодий и др.

Инфракрасные системы широко используются в различных областях человеческой деятельности (медицине, геологии, военной области и др.). В частности, в военной области — это тепловые системы самонаведения ракет, сканирующие системы тепловой разведки местности, обзорные системы для поиска и обнаружения военных объектов: кораблей, самолетов, ракет, танков, подводных лодок, скопления людей и техники.

2. Активное визирование состоит в измерении характеристик рассеяния радиоволн различными видами земной поверхности. Для активного визирования используются следующие виды аппаратуры:

— активные радиолокационные скаттерометры — скаттерометры, устанавливаемые на КА, используются для получения с периодичностью 2–3 суток глобальной карты ветров на земной поверхности, определения морского волнения, исследования растительного покрова и других свойств земной поверхности;

— радиовысотометры космического базирования — устанавливаются на всех КА и служат для определения высоты полета КА над Землей;

— радиолокаторы с синтезированным раскрытием антенны (РСА) — в отличие от оптических систем могут работать вне зависимости от освещенности зондируемой поверхности и состояния атмосферы, т. е. в любое время суток, при любой облачности и погоде, позволяя достичь высокого разрешения по поверхности. Кроме того, с помощью РСА можно получить дополнительную информацию, изменяя длину радиоволн и вид поляризации;

— радиолокаторы подповерхностного зондирования — георадары.

Активные методы радиолокации в дециметровом, метровом и декаметровом диапазонах позво-

ляют обеспечить проникновение радиоволн в грунт и произвести анализ параметров неглубоких подповерхностных слоев для измерения их толщины, обнаружения подповерхностных пустот.

### Кластер радиотехнического зондирования

Целью радиотехнического зондирования является сбор и обработка информации, получаемой с помощью радиоэлектронных средств, о радиоэлектронных системах по их собственным излучениям. В результате последующей обработки излучений собирается информация о положении источника излучения, его скорости, наличии данных в излучаемых сигналах, смысловом содержании сигналов.

Данные, получаемые КРТЗ, могут быть доступны другим потребителям посредством внутренних каналов связи и могут образовывать так называемое «информационное поле», что позволяет более эффективно анализировать текущую обстановку.

Системы КРТЗ можно использовать для получения каких-либо данных путем съема и расшифровки параметров электромагнитного излучения с телефонных кабельных и абонентских линий, радиорелейных каналов, кабелей компьютерных сетей, излучения аппаратуры, работающей с информацией (мониторов, компьютеров и т. д.), перехвата радиообмена и т. д.

В целях разработки и исследования методов коллективного управления подвижными объектами в группировках КА, состоящих из спутников различных типов зондирования, разработана интеллектуальная система (ИС), использующая мультиагентные технологии [8].

### Интеллектуальная система управления группировкой КА

Данная ИС предназначена для решения нового класса задач планирования поведения интеллектуальных подвижных объектов, способных действовать как полностью автономно, так и коллективно, путем объединения в группы или команды («рой»). К таким задачам относится область управления роем миниатюрных роботов-спутников различных типов зондирования, предназначенных для сигнатурного и дистанционного зондирования Земли [6, 7]. Разработаны мультиагентная технология и технология представления знаний (онтологий), позволяющие создавать самоорганизующиеся команды взаимодействующих интеллектуальных объектов, самостоятельно принимающих решения и способных их согласовывать и координировать.

Интеллектуальная система управления группировкой КА представляет собой глобальную

пространственно распределенную сеть, агенты (узлы) которой либо совершают вращение вокруг Земли (КА ДЗЗ, КА-ретрансляторы), либо, находясь на поверхности Земли, вращаются вместе с ней (ОЗ, центр обработки данных (ЦОД)), либо совершают свое движение в соответствии с законами небесной механики (Земля, Солнце, звезды).

Каждый агент-МКА может автономно определять свои координаты в пространстве в любой момент времени, имеет в своем составе устройства двусторонней связи с другими агентами, что позволяет обмениваться с ними сообщениями. Ниже приведен перечень агентов и выполняемые ими функции:

- агент-ЦОД — выдача задания и получение результатов исследования;
- агент-шеф (спутник-инициатор) — сбор и отправка в ЦОД результатов исследования цели;
- агент-инспектор — обнаружение цели и принятие решения о привлечении к ее исследованию спутников других типов зондирования;
- агент-кандидат — исследование цели в соответствии с полученным от спутника-инициатора заданием и возврат результата шефу;
- агент-ретранслятор — обеспечение коммуникации между спутниками при отсутствии взаимной прямой видимости (ретрансляторы находятся на геостационарной орбите).

Созданная ИС основана на использовании метода согласованного взаимодействия коллектива подвижных агентов, в котором промежуточные спутники (агенты) выполняют функции ретрансляции и доставки сигнала для других спутников к заданному месту решения задачи, а спутники, приближающиеся к зоне действий, динамически формируют команду, состоящую из кластеров КА и одиночных КА, распределяют между собой поставленную задачу и решают ее по частям, в зависимости от своей позиции и возможностей, имеющегося на борту оборудования и других параметров. Задачи и роли каждого объекта в группе определяются в распределенном взаимодействии динамически, в реальном времени, причем они могут адаптивно изменяться при изменении ситуации [8].

Основными компонентами архитектуры и технологической платформы ИС коллективного управления подвижными объектами являются модули создания онтологий и сцен, а также модуль динамического планирования, формирующий план обработки потока входных событий (заявок на обнаружение целей, выходов из строя оборудования и пр.) и осуществляющий динамическое адаптивное изменение созданного плана.

Онтология предназначена для описания знаний, используемых агентами при решении слож-

ных задач управления группировкой подвижных объектов. В онтологии описываются основные составляющие системы слежения (объект, который должен быть обнаружен, регион слежения, ЦОД, спутники, орбиты, по которым перемещаются спутники) в виде взаимосвязанных концептов, атрибуты, описывающие эти концепты, и основные взаимозависимости между концептами. Все эти знания используются агентами в процессе переговоров. На рис. 1 показано окно редактора онтологии ИС.

В левой части экрана представлена иерархия понятий предметной области в виде дерева концептов. Классы концептов организованы в иерархию на принципах наследования. Концепт характеризуется свойствами (атрибутами). В правой части экрана онтология представлена в виде семантической сети, где узлы отображают концепты, а ребра — отношения между концептами. Редактор онтологии выполняет следующие функции:

- добавление/удаление, редактирование концептов, атрибутов, отношений;
- добавление/удаление, редактирование правил распознавания целей, правил принятия решений о передаче управления и т. п.;
- навигацию по семантической сети онтологии с различным уровнем детализации представления.

На основании онтологического описания ОЗ спутник, получивший запрос на исследование цели, выделяет концепты, соответствующие его спектру видимости, выполняет зондирование в своем диапазоне и отправляет запросы на исследование спутникам, которые принадлежат кластерам других типов зондирования, если необходимо. Сравнивая несколько онтологических описаний ОЗ, спутник может обнаруживать изменение состояния ОЗ.



■ Рис. 1. Окно редактора онтологии ИС



Система моделирования предназначена для создания и редактирования сцен на основе онтологии, а также для моделирования процесса слежения за целью с использованием заданной сцены. Основной экран системы динамического планирования (моделирования) показан на рис. 2.

В верхней части экрана расположено программное меню. В правом верхнем поле экрана находится настраиваемая 3D-сцена, отображающая группировку спутников, их перемещения, процесс слежения за целью, перемещение видимой цели, передаваемые сообщения, тип кластера, в который входит спутник. Цель — область на Земле, за которой должен следить рой спутников. В левом верхнем поле экрана расположена настраиваемая карта местности. Она содержит характеристики цели, за которой следят спутники. Задача группировки спутников — обнаружить заданный в онтологии объект и передать информацию в ЦОД. В нижней правой части экрана расположена панель графиков, предназначенная для отображения циклограммы, содержащей периоды, когда цель находится под наблюдением или без наблюдения, а также графика исследований, показывающего период от обнаружения ОЗ до его полного исследования в различных диапазонах. В нижней левой части экрана находятся панели настроек моделирования.

Система динамического планирования (моделирования) предоставляет следующую функциональность:

- настройка и редактирование основных параметров агентов системы моделирования: ЦОД (координаты), ОЗ (координаты, спектральные характеристики, скорость перемещения), спутников (координаты, тип зондирования, угол обзора, диапазон радиодоступа, тип межспутниковой коммуникации, помехоустойчивость, принадлежность к орбите и др.), орбит (радиус, большая и малая полуоси, наклонение, аргумент перигея, эксцентриситет, долгота восходящего узла, количество спутников на орбите и др.). На рис. 3 показано окно настроек ОЗ с указанием региона наблюдения, приоритета, интервала времени исследования, на рис. 4 — настройки параметров спутника;

- визуализация процессов ДЗЗ с помощью 3D-сцены: отображение процесса слежения спутника за целью, передачи эстафеты слежения, коммуникации между спутниками, смены дня и ночи;

- отображение информации по регионам поиска целей, характеристикам спутников (одиночных и кластеров), участвующих в обнаружении целей;



Рис. 2. Основной экран системы моделирования ИС

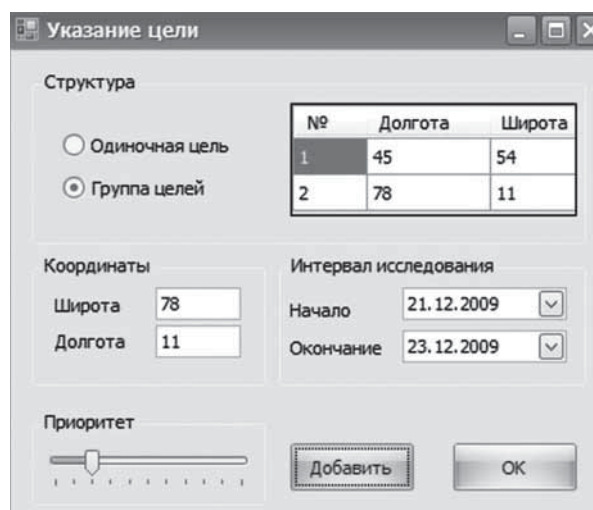


Рис. 3. Окно настроек параметров ОЗ (цели)

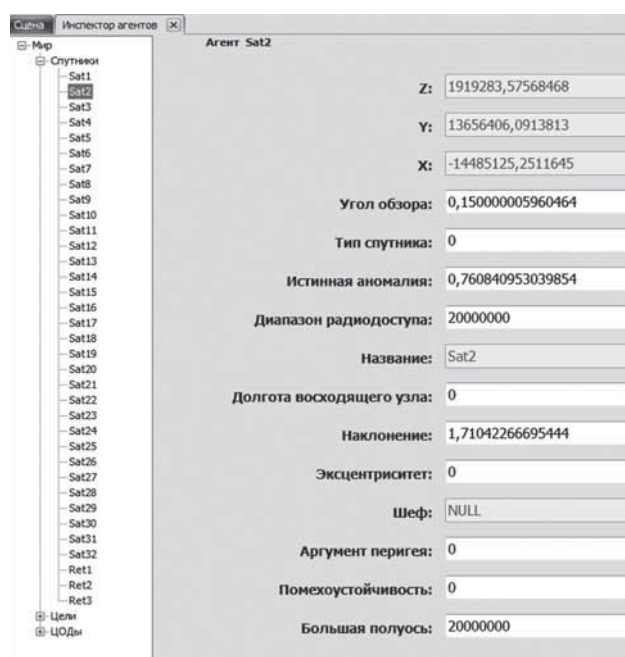
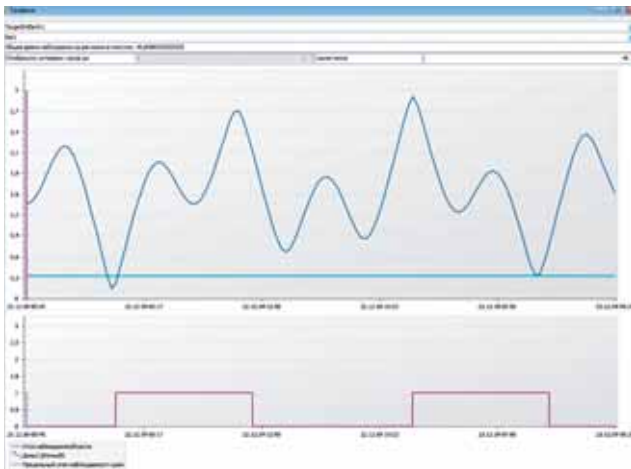


Рис. 4. Окно настроек параметров спутника



■ Рис. 5. Циклограмма наблюдения ОЗ



■ Рис. 6. Развернутый график слежения за целью

- распознавание целей на основе реальных аэрокосмических снимков, полученных из карты Google Earth;
- отображение параметров агентов через инспектор агентов и лог сообщений между агентами; уровень детализации сообщений регулируется с помощью фильтров;
- визуализация результатов моделирования групповых операций кластера КА при решении задач ДЗЗ.

На циклограмме наблюдения ОЗ (рис. 5) отображается угловое расстояние от спутника до ОЗ. Наблюдение возможно в периоды, когда угловое расстояние принимает значения ниже линии, ограничивающей предельный угол наблюдаемости цели. Для удобства показана также смена дня и ночи. Развернутый график слежения за целью (рис. 6) отражает период от обнаружения ОЗ до его полного исследования в различных диапазонах, выделенных цветом.

Модели управления групповыми операциями в кластере МКА, основанные на онтологическом описании, можно рассматривать как элементы «встроенной самоорганизации» систем управления кластером в гетерогенных МАС МКА ДЗЗ, не имеющих регулярной структуры [9–11].

### Экспериментальные исследования моделей групповых операций МКА

При проведении экспериментов в ИС принимаются следующие условия. Вся имеющаяся группировка КА может быть разбита на кластеры различных видов в соответствии с решаемой задачей, например:

- кластер, объединяющий КА одного типа зондирования, расположенные таким образом, чтобы в сумме покрывать наибольшую площадь поверхности Земли, но при этом сохранять взаимную видимость для коммуникации;
- кластер, объединяющий КА разных типов зондирования, расположенные максимально близко друг к другу.

Каждому спутнику известны орбитальные параметры всех спутников из кластера, в который он включен. Каждый спутник может входить в один или более кластеров. Принадлежность спутника к кластеру отображается на 3D-сцене (см. рис. 2).

Каждому спутнику поставлен в соответствие пул задач, т. е. один спутник одновременно может работать с несколькими целями. В пуле содержится информация о заданиях, полученных спутником от ЦОД или от спутников-инициаторов. В процессе перемещения по орбите спутник способен просматривать имеющийся пул задач и приступать к исследованию ближайшей цели.

Спутники могут участвовать в переговорах между собой и с ЦОД. При этом различаются переговоры с точки зрения управления и в целях передачи информации. Для обеспечения коммуникации между спутниками при отсутствии у них взаимной прямой видимости используются ретрансляторы — специальные коммуникационные спутники, расположенные на геостационарной орбите. Протокол передачи сообщений с использованием ретрансляторов предусматривает следующие этапы:

- 1) проверку наличия прямой видимости между спутником-отправителем и спутником-получателем;
- 2) в случае отсутствия такой видимости — «упаковку» — создание нового сообщения-обертки, включающего в себя передаваемое сообщение. Это позволяет ретрансляторам передавать любой тип сообщений;
- 3) передачу сообщения ближайшему ретранслятору;
- 4) проверку наличия прямой видимости между ретранслятором и спутником-получателем;
- 5) в случае отсутствия прямой видимости — передачу сообщения другим ретрансляторам до тех пор, пока видимость не будет установлена;
- 6) отправку сообщения спутнику-получателю;
- 7) «распаковку» сообщения.

**Примеры задач и сценариев зондирования**

**1. Построение цепочки МКА, обеспечивающей максимально продолжительное покрытие интервала исследования ОЗ.**

В данном примере показана возможность моделировать рациональное распределение заданий на исследование ОЗ между спутниками.

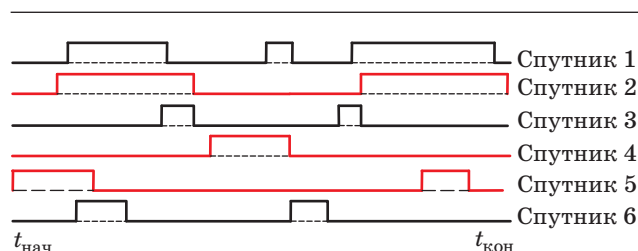
Пусть задано 6 спутников, которые могут взаимодействовать между собой. В начальный момент времени ЦОД специфицирует и передает задачу на поиск целевого объекта ближайшему спутнику, находящемуся в зоне его видимости. Получив задание от ЦОД, МКА ретранслирует его тем спутникам, которые смогут обеспечить максимально продолжительное покрытие интервала исследования, заданного для каждого ОЗ. На рис. 7 показан лог сообщений, соответствующий передаче задания трем спутникам. Агент спутника 1 в ответ на получение задачи из ЦОД отправляет в ЦОД подтверждение о приеме цели. После исследования характеристик цели агент спутника 1 принимает решение о передаче цели спутникам 16, 18 и 29, обеспечивающим максимально продолжительное покрытие интервала исследования цели. Агенты данных спутников подтверждают получение цели.

При выборе цепочки МКА учитывается общее время наблюдения цели конкретным спутником, за исключением того промежутка времени, когда цель видима для другого, уже выбранного (включенного в цепочку) спутника. Это позволяет исключить возможность одновременного выбора тех спутников, которые видят ОЗ в одно и то же время.

Пример выбора цепочки МКА показан на рис. 8. Вдоль оси времени, ограниченной интервалом исследования ОЗ, отложены участки видимости ОЗ указанными спутниками. Наибольшую продол-

	Сообщение	Отправитель	Получатель	Цель
>	Принимаю цель	Спутник 1	ЦОД 1	Цель 1
	Принимаю цель	Спутник 16	Спутник 1	Цель 1
	Принимаю цель	Спутник 18	Спутник 1	Цель 1
	Принимаю цель	Спутник 29	Спутник 1	Цель 1

■ Рис. 7. Лог сообщений



■ Рис. 8. Диаграмма видимости ОЗ различными МКА

жительность покрытия интервала имеет спутник 2. Он и будет выбран в первую очередь. Далее к цепочке будут добавлены спутники 4 и 5. Спутник 1, несмотря на продолжительное по времени покрытие цели, включен в цепочку не будет, так как он в целом дублирует работу спутника 2. Цепочка МКА выделена на рисунке красным цветом.

**2. Одновременное зондирование группы ОЗ различными МКА. Распределение задач между спутниками.**

Если необходимо исследовать группу целей (ОЗ), создается кластер МКА, находящихся в различных регионах, но выполняющих общую задачу. Группа будет считаться исследованной по окончании исследования всех целей, входящих в нее.

Один и тот же спутник может быть выбран для исследования сразу нескольких целей, поэтому при планировании следует отдавать предпочтение вариантам с более равномерным распределением нагрузки между спутниками. Получение спутником новой цели может привести к необходимости пересмотреть его план исследования ОЗ. Перепланирование осуществляется в два этапа:

- 1) определение цели, которую следует попытаться передать;
- 2) поиск спутника, наиболее подходящего для исследования этой цели.

На первом этапе выполняется сравнение характеристик целей, входящих в пул задач КА, на втором — переговоры между агентами спутников и определение критерия — величины, количественно измеряющей степень пригодности спутника для исследования конкретной цели. Критерий представляет собой свертку нескольких факторов. Степень зависимости критерия от того или иного фактора регулируется с помощью весовых коэффициентов, знак которых определяется видом зависимости критерия от фактора (прямая, обратная зависимость):

- время видимости цели спутником (положительный коэффициент);
- время, в течение которого исследование цели актуально (отрицательный коэффициент);
- загруженность спутника другими задачами (отрицательный коэффициент);
- приоритет цели (положительный коэффициент).

Все факторы оказывают различное влияние на критерий. Например, чем меньше времени осталось до окончания исследования цели, тем выше должно быть значение величины критерия.

В начальный момент времени ЦОД специфицирует и передает задачу на поиск целевого объекта цепочке из нескольких спутников. Получив задачу, спутник помещает ее в свой пул задач. При этом проверяется текущий уровень загрузки спутника, определяемый количеством находя-



щихся в пуле целей. Если этот уровень выше установленного в системе значения, спутник инициирует процесс перепланирования.

Из всех задач, входящих в пул спутника, выбирается та, для которой значение критерия минимально. На основании данных о выбранной цели формируется специальное сообщение, рассылаемое всем ближайшим спутникам. Получив такое сообщение, спутники отправляют ответ, в котором содержится информация об имеющихся у них возможностях для исследования данной цели, представленная в виде значения заданного выше критерия. Спутник, инициирующий передачу задания, получив ответы от всех оповещенных КА, выбирает среди них наиболее пригодный и пересылает ему задание. Если ни один из опрошенных спутников не смог предложить лучшие условия исследования, задача остается у инициатора, но к ее выполнению он приступает только после завершения работы с более приоритетными с точки зрения критерия целями. При этом задача исключается из пула спутника. Процесс перепланирования повторяется до тех пор, пока количество целей в пулах задач спутников превышает некоторое заданное значение.

В данном алгоритме используется комбинация централизованного и распределенного подходов к планированию, что позволяет существенно сократить число межспутниковых коммуникаций, так как переговоры используются только при возникновении конфликтных ситуаций.

Для реализации примеров, рассматриваемых далее, используем следующую модель группировки спутников. Пусть в ДЗЗ участвуют 32 МКА и 3 спутника-ретранслятора, находящихся на геостационарной орбите. КА размещаются по 8 единиц по четырем орбитам, расположенным перпендикулярно экваториальной плоскости и повернутым относительно друг друга на 90°. По первым трем орбитам перемещаются спутники кластера радиотехнического, видового, радиолокационного зондирования соответственно, по четвертой — спутники разных типов.

### 3. Использование переговоров при планировании задач ДЗЗ.

Задача состоит в исследовании нескольких близкорасположенных целей, число которых в разных сериях экспериментов изменяется от 1 до 6. Во всех испытаниях максимальное число одновременно исследуемых спутником целей равно двум.

В ходе эксперимента было проведено 2 группы по 30 испытаний. При получении трех и более целей:

1) спутник пытается передать их другому КА, т. е. после первоначального централизованного распределения проводится перепланирование,

осуществляемое посредством переговоров между спутниками;

2) спутник откладывает их реализацию до того, как будут исследованы уже имеющиеся цели, т. е. выполняется резервирование без переговоров.

При этом множество испытаний дополнительно разбивается на 6 серий, различающихся по количеству имеющихся на сцене целей.

В ходе эксперимента получены значения времени (в часах модельного времени), затраченного на исследование всех целей (табл. 1). Для каждой серии испытаний приведены значения среднего арифметического  $\bar{x}$  и среднеквадратического отклонения (СКО)  $\sigma$  времени исследования целей.

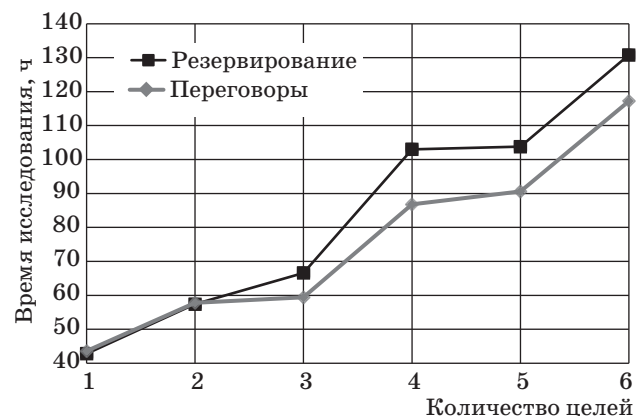
Графическое представление результатов эксперимента (среднее арифметическое значение выборок) с переговорами и без переговоров показано на рис. 9.

На основании результатов эксперимента можно сделать следующие выводы.

1. При наличии только одной или двух целей ограничение на максимальное число исследуемых спутником целей не задействовано (является неактивным). Поэтому результаты испытаний в этом случае при переговорах и резервировании совпадают.

■ Таблица 1. Оценки времени планирования задач ДЗЗ с использованием переговоров и без переговоров

Оценка	Режим планирования	Значения времени по количеству целей					
		1	2	3	4	5	6
$\bar{x}$	Резервирование	42,8	57,4	66,6	103	103,8	130,8
	Переговоры	43,6	57,8	59,4	86,8	90,6	117,2
$\sigma$	Резервирование	2,79	2,5	1,6	8,97	18,08	25,48
	Переговоры	3,07	1,72	2,5	3,76	3,61	13,47



■ Рис. 9. Графическое представление результатов эксперимента по оценке времени планирования задач ДЗЗ





Рис. 10. Гистограмма количества исследованных целей

2. Наилучший эффект от применения переговоров (экономия времени 16,2 ч) достигается при четырех целях на сцене. В этом случае удается найти еще свободные спутники, обеспечивающие достаточно продолжительную видимость цели. При дальнейшем увеличении количества целей на сцене и сохранении ограничения на максимальное число исследуемых спутником целей, равное двум, поиск свободных спутников затрудняется и чаще не приводит к результату.

3. Использование переговоров позволяет существенно снизить СКО величины времени, затраченного на исследование целей. При этом общее время выполнения задач ДЗЗ становится более определенным и лучше прогнозируемым.

Эффект от применения переговоров, выраженный в количестве целей, исследованных за один и тот же интервал времени, показан на рис. 10. На гистограмме видно, что за один и тот же интервал времени группировка КА при использовании переговоров может исследовать большее число целей, чем без переговоров.

4. Сравнение продолжительности исследования ОЗ при передаче информации с помощью ретрансляторов и через ЦОД.

В системе имеется возможность моделировать различные способы коммуникации между спутниками:

1) передачу сообщений напрямую от спутника к спутнику без привлечения посредников, если между спутниками нет препятствий и расстояние между ними не превышает заданного значения;

2) передачу через ретрансляторы;

3) передачу сообщений через наземные ЦОД. Так как ЦОД расположены на поверхности Земли неравномерно, то последний способ связан со значительными временными задержками.

Задача ДЗЗ в данном сценарии — обнаружение горящего дома в деревне. Зондирование выполняют спутники, принадлежащие кластерам видовой

го и радиолокационного зондирования. Задача состоит в исследовании объекта при двух различных способах коммуникации — через ЦОД и через ретрансляторы. Карта местности и результат исследования ОЗ представлены на рис. 11, а, б.

В ходе эксперимента были проведены 2 серии опытов по 30 испытаний в каждой серии. В первой серии исследовалась продолжительность обнаружения объекта при передаче информации с коммуникацией посредством спутников-ретрансляторов, во второй — через ЦОД.

Полученные в ходе эксперимента значения времени, затраченного на исследование цели, представлены в табл. 2 и на рис. 12.

Сравнение продолжительности исследования объекта при передаче информации с коммуникацией с помощью ретрансляторов и через ЦОД показало, что если запрос на исследование объекта передается через ЦОД, то для полного обследования необходимо в среднем 96,27 ч модельного времени, т. е. в 1,9 раза больше, чем с использованием коммуникации посредством ретрансляторов (в среднем 50,4 ч модельного времени).

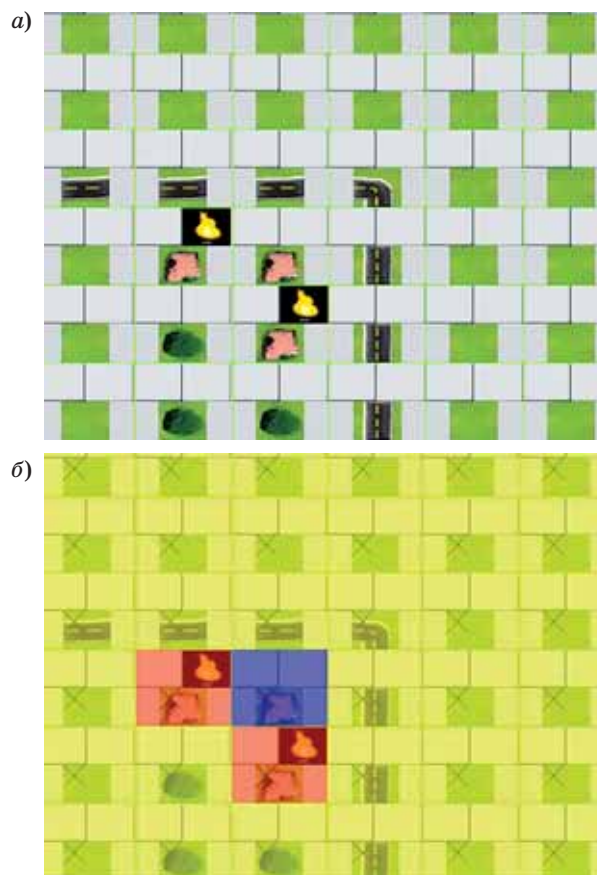
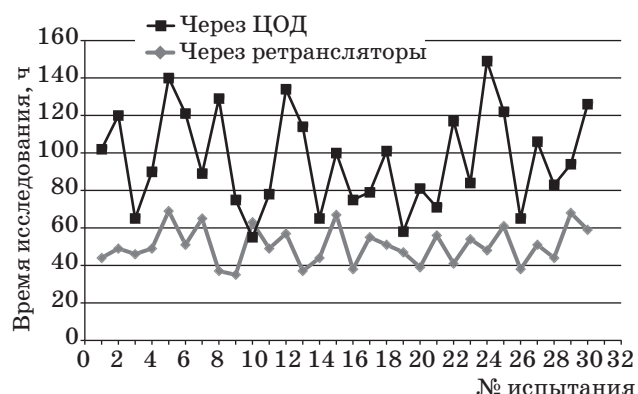


Рис. 11. Обнаружение горящего дома: а — карта местности; б — результат исследования ОЗ (различными цветами выделены квадраты, исследованные спутниками соответствующих типов зондирования)

■ **Таблица 2.** Результаты эксперимента по определению продолжительности исследования ОЗ

№ испытания	Результат эксперимента модельного времени, ч, проводимого через		№ испытания	Результат эксперимента модельного времени, ч, проводимого через	
	ЦОД	ретрансляторы		ЦОД	ретрансляторы
1	102	44	16	75	38
2	120	49	17	79	55
3	65	46	18	101	51
4	90	49	19	58	47
5	140	69	20	81	39
6	121	51	21	71	56
7	89	65	22	117	41
8	129	37	23	84	54
9	75	35	24	149	48
10	35	63	25	122	61
11	78	49	26	65	38
12	134	57	27	106	51
13	114	37	28	83	44
14	65	44	29	94	68
15	100	67	30	126	59



■ **Рис. 12.** Графическое представление результатов эксперимента по определению продолжительности исследования ОЗ

При передаче информации через ЦОД СКО величины затраченного времени составило 26 ч, а в случае с коммуникацией через ретрансляторы — 10 ч. Следовательно, использование ретрансляторов уменьшает СКО величины затраченного времени в 2,6 раза.

Различия в математическом ожидании и СКО величины затраченного на исследование времени связаны с тем, что при коммуникации через ЦОД на продолжительность обнаружения влияет не только взаимное расположение объекта и орбит спутников, но и расположение ЦОД. Так, если объект и ЦОД сильно удалены друг от друга, то для передачи информации спутнику необходимо

затратить дополнительное время на перемещение по орбите.

**5. Сравнение энергозатрат группировки спутников при различных способах коммуникаций.**

В данном сценарии используется параметр спутника — затраты энергии на передачу одного сообщения при различных способах коммуникации, а также реализована возможность выбора доступных для спутника способов коммуникации:

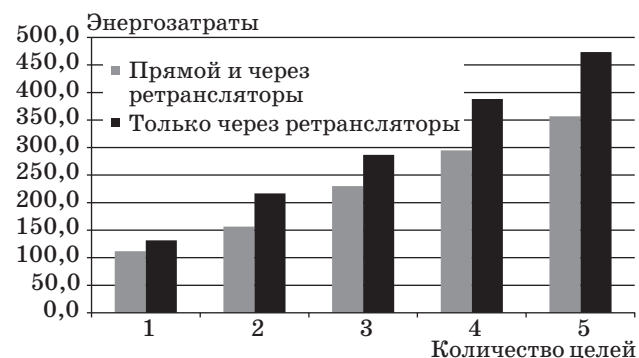
- передачи напрямую или через ретрансляторы;
- передачи только через ретрансляторы.

Цель эксперимента — оценить общие затраты энергии группировки спутников при проведении исследования, заключающегося в обнаружении горящего дома в деревне согласно сценарию, описанному выше.

Затраты энергии при передаче сообщения напрямую приняты равными 5 усл. ед., а через ретрансляторы — 10 усл. ед. В ходе эксперимента было проведено 30 испытаний, различающихся как по разрешенным способам коммуникации, так и по количеству целей на сцене. В табл. 3 и на рис. 13 приведены полученные в ходе экспе-

■ **Таблица 3.** Результаты эксперимента по сравнению энергозатрат группировки КА при различных способах коммуникаций

Способ коммуникации	Количество целей	Результаты по номеру опыта				
		1	2	3	4	5
Прямой и через ретрансляторы	1	105	155	235	305	350
	2	120	160	225	290	360
	3	110	155	230	290	360
	Среднее	111,7	156,7	230,0	295,0	356,7
Через ретрансляторы	1	130	220	290	380	470
	2	135	220	285	390	480
	3	130	210	285	395	470
	Среднее	131,7	216,7	286,7	388,3	473,3



■ **Рис. 13.** Графическое представление результатов эксперимента по сравнению энергозатрат группировки КА при различных способах коммуникаций

римента значения суммарных энергозатрат группировки.

Из приведенной гистограммы следует, что рост количества целей ведет к пропорциональному увеличению сообщений между КА и, как следствие, к повышению энергозатрат на их передачу. При этом комбинирование способов передачи позволяет сократить энергозатраты в среднем на 28 %.

### Заключение

В предлагаемом подходе задача управления поведением подвижных объектов решается не

централизованным управлением, а путем создания самоорганизующейся команды взаимодействующих, ведущих переговоры интеллектуальных агентов, способных как индивидуально планировать свое поведение в реальном времени, так и работать в группе, обеспечивая согласованность принимаемых решений.

Приведенные в статье результаты исследований подтвердили эффективность методов согласованного планирования и управления групповыми операциями, выполняемыми кластером МКА, за счет переговоров между спутниками без привлечения наземных служб.

### Литература

1. **Стратегия развития космической деятельности России до 2030 года и на дальнейшую перспективу** // Роскосмос. <http://www.federalspace.ru/main.php?id=402> (дата обращения: 10.09.2012).
2. **Bonabeau E., Theraulaz G.** Swarm Smarts. What computers are learning from them? // *Scientific American*. 2000. Vol. 282. N 3. P. 54–61.
3. **Schilling K.** Networked Distributed Pico-Satellite Systems for Earth Observation and Telecommunication Applications // *Airspace Guidance, Navigation and Flight Control Systems Workshop (IFAC 2009)*, June 30–July 02, 2009. — Samara, Russia. <http://www.federalspace.ru/main.php?id=402> (дата обращения: 10.09.2012).
4. **De Florio S.** Performances Optimization of Remote Sensing Satellite Constellations: a Heuristic Method // *Proc. of 5th Intern. Workshop on Planning and Scheduling for Space (IWSS 2006)*, October 22–25, 2006. — Space Telescope Science Institute Baltimore, USA. <http://www.stsci.edu/largefiles/iwss/20069151043Paper.pdf> (дата обращения: 05.10.2012).
5. **Скобелев П. О.** Мультиагентные технологии в промышленных применениях: К 20-летию основания Самарской научной школы мультиагентных систем // *Мехатроника. Автоматизация. Управление*. 2012. № 12 (117). С. 33–46.
6. **Скобелев П. О., Соллогуб А. В., Иващенко А. В., Симонова Е. В., Степанов М. Е., Царев А. В.** Решение задач дистанционного зондирования Земли с применением мультиагентных технологий // *Вестник Самарского гос. техн. ун-та*. 2010. № 7 (28). С. 47–54.
7. **Скобелев П. О., Соллогуб А. В., Иващенко А. В., Симонова Е. В., Степанов М. Е., Царев А. В.** Мультиагентные системы для исследования методов взаимодействия космических аппаратов дистанционного зондирования Земли // *Перспективные информационные технологии для авиации и космоса (ПИТ-2010)*: тр. Междунар. конф. с элементами научной школы для молодежи. Самара: СГАУ, 2010. С. 226–230.
8. **Скобелев П. О., Соллогуб А. В., Иващенко А. В., Симонова Е. В., Степанов М. Е., Царев А. В.** Мультиагентные технологии в задачах дистанционного зондирования Земли // *Тр. XIII Междунар. конф. по проблемам управления и моделирования в сложных системах / СамНЦ РАН, ИПУСС РАН*. Самара, 2011. С. 426–434.
9. **Соллогуб А. В., Симонова Е. В., Степанов М. Е.** Применение мультиагентной системы коллективного управления группировкой малоразмерных космических аппаратов при решении задач дистанционного зондирования Земли // *Управление большими системами-2011 (УБС'2011)*: тр. Междунар. науч.-практ. конф. Т. 3 / ИПУ РАН. М., 2011. С. 259–262.
10. **Соллогуб А. В., Скобелев П. О., Симонова Е. В., Степанов М. Е., Царев А. В.** Модели для решения сетевых задач планирования и управления групповыми операциями кластера малоразмерных космических аппаратов при решении задач дистанционного зондирования Земли // *Информационно-управляющие системы*. 2012. № 1 (56). С. 33–38.
11. **Соллогуб А. В., Скобелев П. О., Симонова Е. В., Степанов М. Е., Царев А. В.** Проблемы автономного согласованного межспутникового взаимодействия в гетерогенных мультиагентных системах МКА ДЗЗ // *Мехатроника. Автоматизация. Управление*. 2012. № 4. С. 65–70.
12. **Создание многофункциональной космической системы ретрансляции «ЛУЧ» с тремя космическими аппаратами на геостационарной орбите** // *Роскосмос*. <http://www.federalspace.ru/main.php?id=15&did=602> (дата обращения: 20.08.2012).
13. **Баскаков А. И., Жутяева Т. С., Лукашенко Ю. И.** Локационные методы исследования объектов и сред. — М.: Академия, 2011. — 384 с.

УДК 621.391.82.016.35

# ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ГРУППИРОВАНИЕМ ОШИБОК

**Г. Н. Мальцев,**

доктор техн. наук, профессор

**В. В. Джумков,**

адъюнкт

Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург

Предложена обобщенная модель радиоканала передачи информации с группированием ошибок, включающая четыре состояния и являющаяся обобщением известной модели Эллиота — Гильберта. Модель учитывает переходные состояния между «хорошим» и «плохим» состояниями дискретного канала передачи информации. Проведен сравнительный анализ вероятностей ошибок заданной кратности при описании каналов передачи информации с группированием ошибок с использованием различных моделей.

**Ключевые слова** — группирование ошибок, модель канала передачи информации, достоверность передачи сообщений, влияние помех.

## Введение

Современные радиотехнические системы передачи информации позволяют осуществлять информационный обмен на больших расстояниях и в широком диапазоне скоростей передачи [1, 2]. В зависимости от условий связи в радиоканалах передачи информации под влиянием различных видов помех при передаче сообщений возникают ошибки, причем в ряде случаев они группируются в так называемые пакеты ошибок. Для выбора параметров канальных протоколов передачи информации, обеспечивающих требуемую помехоустойчивость в ожидаемых условиях связи, на этапе проектирования систем используются различные модели радиоканалов передачи информации [3–5]. В настоящей статье приводится описание модели дискретного канала передачи информации с группированием ошибок, являющейся обобщением известной модели Эллиота — Гильберта.

## Описание дискретного канала передачи информации с группированием ошибок исходной моделью Эллиота — Гильберта

В большинстве радиотехнических систем передачи дискретных сообщений используется посимвольный прием. При анализе таких систем передачи информации наибольшее распространение получает биномиальная модель дискретно-

го канала передачи информации, в соответствии с которой вероятность ошибочного приема информационного символа  $p_0$  рассчитывается для заданного отношения сигнал/шум (ОСШ) в предположении одиночных ошибок, независимо возникающих в условиях белого гауссова шума [4, 6]. Эта величина  $p_0$  является исходной при определении вероятности ошибочного приема сообщений с учетом используемых канальных протоколов передачи информации.

Однако биномиальная модель дискретного канала передачи информации в ряде случаев неадекватно описывает условия связи и не дает возможности обоснованного выбора параметров канальных протоколов передачи информации при группировании ошибок. Причинами группирования (возникновения пакетов) ошибок могут быть флуктуации уровня принимаемого сигнала (мультипликативная помеха) вследствие многолучевого распространения, воздействие аддитивных помех — импульсных (хаотической или периодической), прицельных по частоте и непрерывных с перестройкой рабочей частоты, и другие факторы. В результате ОСШ (сигнал/помеха) на входе приемного устройства  $q$  может существенно отличаться в различные моменты времени. Соответственно, для различных интервалов времени с отличающимися условиями приема сигналов будут различаться вероятность ошибочного приема информационного символа  $p_0$ , свя-



зависит с ОСШ  $q$  монотонной зависимостью, и кратность ошибок, приходящихся на сообщение.

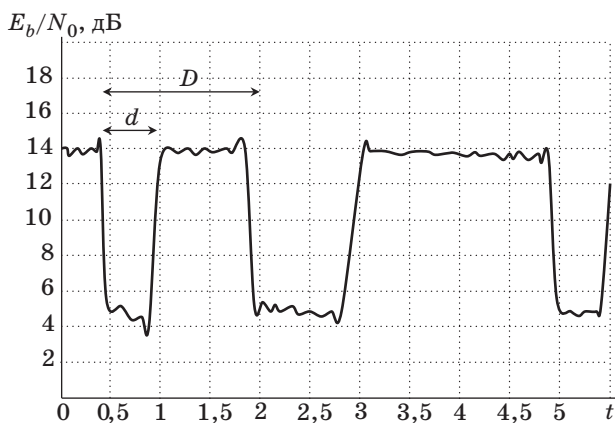
Характерное изменение ОСШ во времени  $q(t)$ , приводящее к группированию ошибок, показано на рис. 1. Возникновение пакетов ошибок, образуемых следующими друг за другом искаженными символами, наиболее вероятно на интервалах времени с малым ОСШ. Интервал времени  $d$ , приходящийся на пакет ошибок, называется длиной пакета, а интервал времени  $D$  между пакетами ошибок — периодом следования пакетов. Величины  $d$  и  $D$  принято определять в размерности числа символов. В общем случае, как это показано на рис. 1, они являются случайными. С увеличением длины пакета  $d$  и числа ошибок в отдельных сообщениях, на которые приходится группирующиеся искаженные символы, помехоустойчивое кодирование не обеспечивает повышение достоверности передачи сообщений, рассчитанное из предположения равновероятного возникновения одиночных ошибок на всем анализируемом временном интервале.

Пусть сообщения передаются по радиоканалу передачи информации блочным помехоустойчивым  $(n, k)$ -кодом ( $n$  — общее количество символов,  $k$  — количество информационных символов в кодовой комбинации), исправляющим  $\mu$  ошибок. Для случаев одиночных ошибок ( $d = 1$ ) и пакетов ошибок длиной, не превышающей кратности исправляемых ошибок ( $1 < d \leq \mu$ ), вероятность ошибочного приема сообщения рассчитывается по формуле

$$P_{ош} = \sum_{i=\mu+1}^n C_n^i p_0^i (1-p_0)^{n-i}. \quad (1)$$

При этом величины  $n$ ,  $k$  и  $\mu$  связаны между собой известным граничным условием Хэмминга [4, 6]

$$n - k \geq \log_2 \left( 1 + \sum_{i=1}^{\mu} C_n^i \right). \quad (2)$$

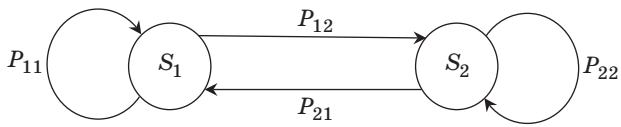


■ Рис. 1. Типичная зависимость ОСШ от времени, приводящая к группированию ошибок

При  $d \leq \mu$  вероятность ошибочного приема сообщения, определяемая по формуле (1), составляет в первом приближении  $P_{ош} \approx C_n^{\mu+1} p_0^{\mu+1}$  и имеет порядок величины  $p_0$  в степени  $\mu + 1$ . В то же время при  $d > \mu$  вероятность ошибочного приема сообщения начинает зависеть от соотношения между числом символов в сообщении  $n$ , средней длиной пакета ошибок  $\bar{d}$  и средним периодом следования пакетов ошибок  $\bar{D}$  и в определенных условиях может практически не зависеть от величины  $p_0$ . В частности, при  $\mu < d \leq n$  и при условии, что в сообщениях, на которые не попадают пакеты ошибок, число ошибок не превышает  $\mu$ , вероятность ошибочного приема сообщения можно оценить величиной  $P_{ош} \approx n/\bar{D}$ , имеющей порядок величины, обратной  $\bar{D}$ . В реальных условиях при возникновении пакетов ошибок, как правило, выполняется  $C_n^{\mu+1} p_0^{\mu+1} < n/\bar{D}$  и при фиксированном  $(n, k)$ -коде группирование ошибок приводит к заметному увеличению величины  $P_{ош}$  по сравнению со случаем, когда то же самое число ошибок равномерно распределено по всем передаваемым сообщениям.

Выражение для расчета вероятности ошибочного приема сообщения (1) соответствует простейшей модели дискретного канала передачи информации без памяти. Для анализа процесса передачи информации по радиоканалам с группированием ошибок в общем случае необходимо использовать более сложные модели дискретных каналов передачи информации с памятью. Анализ известных подходов к описанию процессов передачи информации при группировании ошибок [5, 7] показал, что наиболее конструктивной из используемых в настоящее время является модель Эллиота — Гильберта. Она предполагает введение двух состояний — «хорошего» и «плохого», в которых может находиться радиоканал передачи информации. Длительности пребывания радиоканала в указанных состояниях зависят от условий связи, вида используемых сигналов, характера и длительности воздействия на радиоканал различных помех.

В «хорошем» состоянии в радиоканале либо вообще не происходит ошибок, либо имеют место одиночные ошибки, описываемые биномиальной моделью дискретного канала. На временном интервале нахождения радиоканала в «хорошем» состоянии возникновение ошибок равновероятно в любой момент времени, но группирование ошибок не происходит. В «плохом» состоянии радиоканала доминирующее влияние на процесс передачи информации оказывают группирующиеся ошибки. На временном интервале нахождения радиоканала в «плохом» состоянии одиночные ошибки маловероятны, ошибки возникают группами (пакетами), длина и период следования ко-



■ **Рис. 2.** Граф состояний исходной модели Эллиота — Гильберта

торых в общем случае являются случайными величинами.

Модели Эллиота — Гильберта соответствует простая марковская цепь (рис. 2), включающая два состояния. Состояние  $S_1$  является «хорошим», состояние  $S_2$  — «плохим». Относительное время нахождения радиоканала в каждом из состояний  $D_k$ ,  $k = 1, 2$ , определяемое в размерности числа символов, называется средней длиной состояния и может быть сопоставлено с величинами  $d$  и  $(D - d)$ . Каждое состояние канала характеризуется своей вероятностью ошибочного приема информационного символа, при этом в ряде случаев полагается, что ошибки происходят только в «плохом» состоянии [3, 5].

Смена состояний дискретного канала передачи информации характеризуется переходными вероятностями, которые составляют матрицу переходных вероятностей

$$P = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где  $P_{kl}$  — вероятность перехода из состояния  $k$  в состояние  $l$ ,  $k, l = 1, 2$ . В рассматриваемой модели Эллиота — Гильберта эти вероятности переходов определяются средними длинами состояний, из которых осуществляется переход:  $P_{kl} = 1/D_k$ . Предельные вероятности нахождения дискретного канала передачи информации в различных состояниях  $P_k$ ,  $k = 1, 2$ , рассчитываются по средним длинам состояний  $D_k$  в соответствии с выражением  $P_k = \frac{D_k}{D_1 + D_2}$ .

При принятых допущениях о характере изменения свойств радиоканала передачи информации модель Эллиота — Гильберта позволяет получить оценки показателей достоверности передачи сообщений при использовании различных протоколов передачи информации канального уровня, включающих помехоустойчивое кодирование, перемежение, перестройку рабочей частоты и автоматический запрос повторной передачи [5]. Вместе с тем в ряде случаев для описания влияния на процесс передачи информации по радиоканалам с группированием ошибок некоторых видов помех двух состояний рассмотренной модели Эллиота — Гильберта оказывается недостаточно. Анализ известных подходов к описанию эффекта группирования ошибок показал,

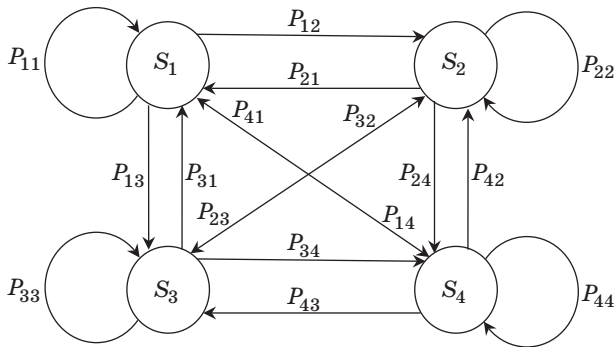
что для описания функции распределения вероятности ошибочного приема информационных символов передаваемых сообщений в общем случае необходимо использовать модель, которой соответствует марковская цепь, включающая четыре состояния.

Так, при воздействии импульсных помех на приемник с автоматической регулировкой усиления на интервалах времени перегрузки и «мертвого» времени на выходе ограничителя напряжения возникают так называемые сторонние шумы [8]. Как следствие, ОСШ на этих интервалах времени снижается и, несмотря на прекращение воздействия импульсной помехи, увеличивается вероятность ошибочного приема передаваемых информационных символов. Длительность состояний перегрузки и «мертвого» времени зависит от используемой элементной базы приемника и величины напряжения регулирования. А на интервалах, когда приемник вышел из перегруженного состояния, и на интервалах между импульсными помехами значение ОСШ близко к ОСШ в условиях отсутствия помех. Таким образом, для описания такого воздействия целесообразно использовать цепь Маркова из четырех состояний, из которых два состояния являются «хорошими» и два — «плохими».

Другим примером радиоканала с группированием ошибок, для описания которого необходимо использовать модель дискретного канала, описываемую марковской цепью с четырьмя состояниями, является радиоканал с перестройкой рабочей частоты, в котором на приемник воздействует прицельная по частоте помеха с шириной спектра, равной ширине спектра полезного сигнала. В этом случае дополнительно вводимые второе «хорошее» и второе «плохое» состояния описывают процессы работы приемника сигналов с перестройкой частоты со схемой частотной автоподстройки на основе следящего измерителя в моменты времени, когда частота сигнала оказывается близка к частоте помехи [9].

### Описание дискретного канала передачи информации с группированием ошибок обобщенной моделью Эллиота — Гильберта

Для аналитического описания процессов передачи информации по радиоканалам с группированием ошибок предлагается использовать обобщенную модель Эллиота — Гильберта. Соответствующая ей марковская цепь, включающая четыре состояния, показана на рис. 3. Из четырех два состояния,  $S_1$  и  $S_3$ , являются «хорошими» и два состояния,  $S_2$  и  $S_4$ , — «плохими». Дополнительно введенные в предлагаемую модель по сравнению с исходной моделью Эллиота —



■ Рис. 3. Граф состояний обобщенной модели Эллиота — Гильберта

Гильберта второе «хорошее» состояние \$S\_3\$ и второе «плохое» состояние \$S\_4\$, по сути, являются промежуточными состояниями при переходах из состояния \$S\_1\$ в состояние \$S\_2\$ и обратно. Для каждого состояния аналогично исходной модели Эллиота — Гильберта вводятся средние длины состояний \$D\_k, k = 1, 2, 3, 4\$, определяемые в размерности числа символов.

Смена состояний дискретного канала передачи информации характеризуется переходными вероятностями, которые составляют матрицу переходных вероятностей

$$P = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} & P_{14} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} & P_{24} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} & P_{34} \\ P_{41} & P_{42} & P_{43} & P_{44} \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где \$P\_{kl}\$ — вероятность перехода из состояния \$k\$ в состояние \$l, k, l = 1, 2, 3, 4\$. Вероятности переходов между состояниями в рассматриваемой обобщенной модели Эллиота — Гильберта в общем случае определяются соотношением между средними длинами всех состояний в соответствии с выражением

$$P_{kl} = \frac{D_l}{D_k(D_l + D_g + D_h)}, \quad (5)$$

где \$D\_k\$ — средняя дина состояния, из которого осуществляется переход; \$D\_l\$ — средняя дина состояния, в которое осуществляется переход; \$D\_g\$ и \$D\_h\$ — средние длины остальных двух состояний. В частных случаях в графе состояний (см. рис. 3) некоторые переходы между состояниями и соответствующие им ребра могут отсутствовать. Для этих переходов вероятности \$P\_{kl}\$ полагаются равными нулю.

Каждое состояние канала характеризуется вероятностью ошибочного приема информационного символа и средней длиной состояния. Предельные вероятности нахождения дискретного канала передачи информации в различных состояни-

ях \$P\_k, k = 1, 2, 3, 4\$, рассчитываются по средним длинам состояний \$D\_k\$ в соответствии с выражением  $P_k = \frac{D_k}{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}$ .

Для каждого состояния радиоканала передачи информации вероятность ошибочного приема информационного символа \$p\_{0k}, k = 1, 2, 3, 4\$, определяется действующими в этом состоянии уровнями принимаемого сигнала и шумов (помех). При этом в общем случае при совместном воздействии шумов (помех) от нескольких источников необходимо рассматривать ОСШ (сигнал/помеха) по каждому источнику и использовать их для расчета вероятностей ошибочного информационного символа \$p\_{0k}\$ с учетом статистических свойств соответствующих шумов (помех) [10, 11].

Пусть прием сигналов в анализируемом состоянии радиоканала передачи информации осуществляется в условиях совместного действия белого гауссова шума и помехи, которая может иметь различные статистические свойства. Условия приема сигналов в этом случае характеризуются отношениями сигнал/шум \$q\_0\$ и сигнал/помеха \$q\_1\$, которые определяются для интервала накопления принимаемого сигнала в течение длительности информационного символа. В случае если помеха является шумовой, величины \$q\_0\$ и \$q\_1\$ могут быть объединены в суммарном ОСШ  $q = \frac{q_0 q_1}{q_0 + q_1}$  и соответствующая вероятность оши-

бочного приема информационного символа рассчитывается по формуле

$$p_{0k} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \hat{O}_0(\sqrt{2q}) \right]. \quad (6)$$

В случае если помеха не является шумовой, соответствующая вероятность ошибочного приема информационного символа более сложным образом зависит от величин \$q\_0\$ и \$q\_1\$, а также от коэффициента корреляции сигнала и помехи \$r\$ и рассчитывается по формуле

$$p_{0k} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \hat{O}_0 \left[ \sqrt{2q_0} \left( 1 + \frac{r}{\sqrt{q_1}} \right) \right] - \dots \right. \\ \left. \dots - \frac{1}{2} \hat{O}_0 \left[ \sqrt{2q_0} \left( 1 - \frac{r}{\sqrt{q_1}} \right) \right] \right\}. \quad (7)$$

Формулы (6) и (7) соответствуют посимвольному приему символов, передаваемых с помощью противоположных сигналов;  $\hat{O}_0(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$  — табулированная функция Крампа. Вероятности \$p\_{0k}, k = 1, 2, 3, 4\$, рассчитываются для различных состояний радиоканала передачи информации по

формулам вида (6) и (7) с учетом условий приема сигналов в каждом состоянии.

Результирующая вероятность ошибочного приема информационного сообщения при передаче информации по радиоканалу, описываемому рассматриваемой обобщенной моделью Эллиота — Гильберта, зависит от вероятностей ошибочного приема информационного символа в каждом из состояний  $p_{0k}$  и от вероятностей этих состояний  $P_k$  и определяется выражением

$$P_{1\varnothing} = \sum_{m=\mu+1}^n P_{1\varnothing}(m, n). \quad (8)$$

Здесь  $P_{\text{ош}}(m, n)$  — вероятность  $m$ -кратной ошибки в сообщении длиной  $n$ , зависящая от величин  $P_k$  и  $p_{0k}$ ,  $k = 1, 2, 3, 4$ .

Вероятности  $P_{\text{ош}}(m, n)$  находятся с помощью рассматриваемых моделей дискретных каналов передачи информации с группированием ошибок. Покажем, как уточнение описания процесса группирования ошибок обобщенной моделью Эллиота — Гильберта влияет на вероятности  $P_{\text{ош}}(m, n)$  в сравнении с описанием более простой исходной моделью Эллиота — Гильберта.

Для исходной модели Эллиота — Гильберта возникновение ошибок в состояниях  $S_1$  и  $S_2$  характеризуется вероятностями ошибочного приема информационного символа  $p_{01}$  и  $p_{02}$ . Пусть из  $n$  символов сообщения  $i_1$  символов передавались в состоянии  $S_1$  и  $i_2$  символов — в состоянии  $S_2$ . С учетом того, что  $i_1 + i_2 = n$ , распределение вероятностей нахождения канала при передаче сообщения в состояниях  $S_1$  и  $S_2$  характеризуется вероятностью  $B(i_1, n)$  того, что из  $n$  символов сообщения  $i_1$  символов были переданы в состоянии  $S_1$ . В свою очередь,  $m$  ошибок при приеме сообщения в общем случае могут быть распределены по обоим состояниям:  $k_1$  ошибок — в состоянии  $S_1$  и  $k_2$  ошибок — в состоянии  $S_2$ , при этом  $k_1 + k_2 = m$ . Тогда анализируемая вероятность  $P_{\text{ош}}(m, n)$  определяется выражением

$$P_{1\varnothing}(m, n) = \sum_{k_1=0}^m \sum_{i_1=k_1}^{n-m+k_1} B(i_1, n) C_{i_1}^{k_1} p_{01}^{k_1} (1-p_{01})^{i_1-k_1} \times \dots \times C_{n-i_1}^{m-k_1} p_{02}^{m-k_1} (1-p_{02})^{n-i_1-m+k_1}. \quad (9)$$

Суммирование в выражении (9) осуществляется по числу ошибок  $k_1$  в состоянии  $S_1$  и по числу символов  $i_1$ , переданных в состоянии  $S_1$ . Учет величин  $k_2$  и  $i_2$ , соответствующих второму состоянию  $S_2$ , при этом производится за счет использования вероятностей  $B(i_1, n)$  и задания показателей степеней и пределов суммирования, учитывающих соотношения  $k_2 = m - k_1$  и  $i_2 = n - i_1$ .

Для обобщенной модели Эллиота — Гильберта возникновение ошибок в состояниях  $S_1, S_2, S_3, S_4$  характеризуется вероятностями ошибочного приема информационного символа  $p_{0k}$ ,  $k = 1, 2, 3, 4$ . Пусть из  $n$  символов сообщения  $i_1$  символов передавались в состоянии  $S_1$ ,  $i_2$  символов — в состоянии  $S_2$ ,  $i_3$  символов — в состоянии  $S_3$ ,  $i_4$  символов — в состоянии  $S_4$ . С учетом того, что  $i_1 + i_2 + i_3 + i_4 = n$ , распределение вероятностей нахождения канала при передаче сообщения в состояниях  $S_1, \dots, S_4$  характеризуется вероятностью  $B(i_1, i_2, i_3, n)$  того, что из  $n$  символов сообщения  $i_k$  символов были переданы в состоянии  $S_k$ ,  $k = 1 \dots 4$ . В свою очередь,  $m$  ошибок при приеме сообщения в общем случае могут быть распределены по всем четырем состояниям:  $k_1, \dots, k_4$ , где индексы  $1 \dots 4$  соответствуют номеру состояния, при этом  $k_1 + k_2 + k_3 + k_4 = m$ . Тогда анализируемая вероятность  $P_{\text{ош}}(m, n)$  определяется выражением

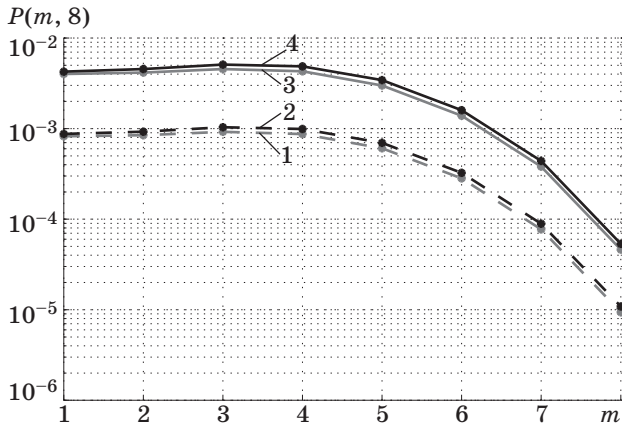
$$P_{1\varnothing}(m, n) = \sum_{k_1=0}^m \sum_{k_2=0}^{m-k_1} \sum_{k_3=0}^{m-k_1-k_2} \sum_{i_1=k_1}^{m-k_1-k_2-k_3} \dots \times \sum_{i_2=k_2}^{(n-i_1-m+k_1+k_2)} \sum_{i_3=k_3}^{(n-i_1-i_2-k_4(k_1, k_2, k_3, m))} B(i_1, i_2, i_3, n) \times \dots \times C_{i_1}^{k_1} p_{01}^{k_1} (1-p_{01})^{i_1-k_1} C_{i_2}^{k_2} p_{02}^{k_2} (1-p_{02})^{i_2-k_2} \times \dots \times C_{i_3}^{k_3} p_{03}^{k_3} (1-p_{03})^{i_3-k_3} C_{n-i_1-i_2-i_3}^{m-k_1-k_2-k_3} p_{04}^{m-k_1-k_2-k_3} \times \dots \times (1-p_{04})^{n-i_1-i_2-i_3-m+k_1+k_2+k_3}. \quad (10)$$

Суммирование в выражении (10) выполняется по числу ошибок  $k_1, k_2, k_3$  в состояниях  $S_1, S_2, S_3$  и по числу символов  $i_1, i_2, i_3$ , переданных в этих состояниях. Учет величин  $k_4$  и  $i_4$ , соответствующих оставшемуся состоянию  $S_4$ , при этом осуществляется за счет использования вероятностей  $B(i_1, i_2, i_3, n)$  и задания показателей степеней и пределов суммирования, учитывающих соотношения  $k_4 = m - k_1 - k_2 - k_3$  и  $i_4 = n - i_1 - i_2 - i_3$ .

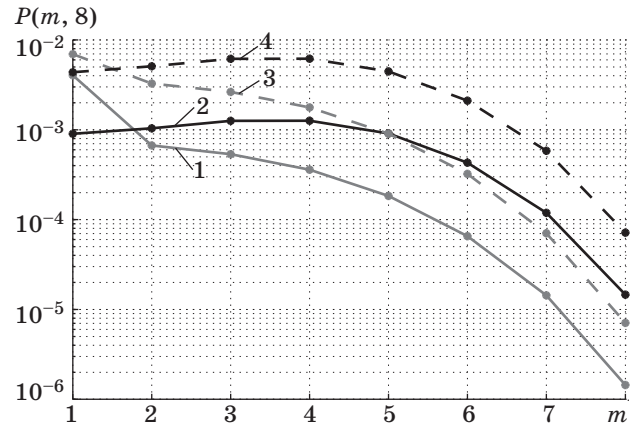
**Сравнительный анализ вероятностных характеристик каналов передачи информации с группированием ошибок при использовании различных моделей**

Для сравнения различных моделей дискретного канала передачи информации с группированием ошибок были проведены расчеты вероятности  $P_{\text{ош}}(m, n)$  для исходной модели Эллиота — Гильберта с двумя состояниями канала и обобщенной модели Эллиота — Гильберта с четырьмя состояниями канала. На рис. 4 и 5 приведены расчетные зависимости  $P_{\text{ош}}(m, n)$  от  $m$  при  $n = 8$ . Расчеты проводились в соответствии с выражениями (9) и (10) при задании исходных данных, соответствующих равенству средних длин «хоро-





■ **Рис. 4.** Зависимости  $P(m, 8)$ , рассчитанные для случая, когда длительности переходных состояний  $S_3$  и  $S_4$  значительно меньше суммарной длительности «хороших» состояний  $S_1$  и  $S_3$ : 1 — обобщенная модель:  $D_1 = 5000$ ,  $D_2 = 18$ ,  $D_3 = 1$ ,  $D_4 = 1$ ,  $p_{01} = 10^{-6}$ ,  $p_{02} = 0,5$ ,  $p_{03} = 10^{-5}$ ,  $p_{04} = 10^{-1}$ ; 2 — исходная модель:  $D_1 = 5001$ ,  $D_2 = 19$ ,  $p_{01} = 10^{-6}$ ,  $p_{02} = 0,5$ ; 3 — обобщенная модель:  $D_1 = 1000$ ,  $D_2 = 18$ ,  $D_3 = 1$ ,  $D_4 = 1$ ,  $p_{01} = 10^{-6}$ ,  $p_{02} = 0,5$ ,  $p_{03} = 10^{-5}$ ,  $p_{04} = 10^{-1}$ ; 4 — исходная модель:  $D_1 = 1001$ ,  $D_2 = 19$ ,  $p_{01} = 10^{-6}$ ,  $p_{02} = 0,5$



■ **Рис. 5.** Зависимости  $P(m, 8)$ , рассчитанные для случая, когда длительности переходных состояний  $S_3$  и  $S_4$  соизмеримы с суммарной длительностью «хороших» состояний  $S_1$  и  $S_3$ : 1 — обобщенная модель:  $D_1 = 5000$ ,  $D_2 = 15$ ,  $D_3 = 5$ ,  $D_4 = 5$ ,  $p_{01} = 10^{-6}$ ,  $p_{02} = 0,5$ ,  $p_{03} = 10^{-5}$ ,  $p_{04} = 10^{-1}$ ; 2 — исходная модель:  $D_1 = 5005$ ,  $D_2 = 20$ ,  $p_{01} = 10^{-6}$ ,  $p_{02} = 0,5$ ; 3 — обобщенная модель:  $D_1 = 1000$ ,  $D_2 = 15$ ,  $D_3 = 5$ ,  $D_4 = 5$ ,  $p_{01} = 10^{-6}$ ,  $p_{02} = 0,5$ ,  $p_{03} = 10^{-5}$ ,  $p_{04} = 10^{-1}$ ; 4 — исходная модель:  $D_1 = 1005$ ,  $D_2 = 20$ ,  $p_{01} = 10^{-6}$ ,  $p_{02} = 0,5$

шего» состояния  $D_1$  и «плохого» состояния  $D_2$  исходной модели сумме средних длин «хороших» состояний  $D_1 + D_3$  и сумме средних длин «плохих» состояний  $D_2 + D_4$  обобщенной модели соответственно.

Из рисунков видно, что при увеличении длительностей промежуточных «хороших» и «плохих» состояний дискретного канала передачи информации расхождение результатов расчета вероятностей ошибок различной кратности с использованием сравниваемых моделей может быть значительным (см. рис. 5). Такие погрешности могут приводить к завышенным или заниженным оценкам показателей помехоустойчивости передачи информации по радиоканалам с группирующимися ошибками. При этом результаты, полученные с использованием обобщенной модели Эллиота — Гильберта, представляются более точными, поскольку более полно описывают процессы передачи информации по радиоканалам с группирующимися ошибками. При уменьшении длительностей промежуточных состояний дискретного канала передачи информации результаты расчета вероятностей ошибок различной кратности с использованием сравниваемых моделей сближаются (см. рис. 4).

Следует отметить, что в частных случаях предложенная в настоящей работе для описания дискретного канала передачи информации с группированием ошибок обобщенная модель Эллиота —

Гильберта сводится как к рассмотренной в качестве исходной модели Эллиота — Гильберта с двумя состояниями, так и к некоторым другим известным моделям с тремя и четырьмя состояниями [3, 7]. К числу таких моделей относятся, в частности, модели Смита — Боуэна — Джойса и Петровича. Первая из указанных моделей имеет три состояния, одно из которых «плохое» с вероятностью ошибочного приема информационного символа, близкой к 0,5, а два других — «хорошие», в них ошибки возможны, но имеют меньшие, не обязательно одинаковые вероятности. Вторая из указанных моделей (Петровича), как и предложенная обобщенная модель Эллиота — Гильберта, состоит из двух «хороших» и двух «плохих» состояний, причем из каждого состояния возможен переход только в одно «хорошее» и одно «плохое» состояние.

### Заключение

Таким образом, в настоящей работе предложена обобщенная модель радиоканала передачи информации с группированием ошибок, позволяющая обобщить и уточнить ряд известных более простых моделей. Граф состояний и описывающая его матрица переходных вероятностей позволяют рассчитать для заданных условий показатели качества передачи информации по радиоканалам с группированием ошибок и осуществить

выбор параметров канальных протоколов передачи информации. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании

и анализе характеристик радиотехнических систем передачи информации, функционирующих в сложной помеховой обстановке.

### Литература

1. **Тепляков И. М.** Основы построения телекоммуникационных систем и сетей. — М.: Радио и связь, 2004. — 328 с.
2. **Васин В. А.** и др. Радиосистемы передачи информации. — М.: Горячая линия—Телеком, 2005. — 472 с.
3. **Финк Л. М.** Теория передачи дискретных сообщений. — М.: Сов. радио, 1970. — 726 с.
4. **Коржик В. И., Финк Л. М.** Помехоустойчивое кодирование дискретных сообщений в каналах со случайной структурой. — М.: Связь, 1975. — 271 с.
5. **Мелентьев О. Г.** Теоретические аспекты передачи данных по каналам с группирующимися ошибками. — М.: Горячая линия—Телеком, 2007. — 232 с.
6. **Вернер М.** Основы кодирования: пер с нем. — М.: Техносфера, 2008. — 288 с.
7. **Блох Э. Л., Попов О. В., Турин В. Я.** Модели источников ошибок в каналах передачи цифровой информации — М.: Связь, 1971. — 312 с.
8. **Буга Н. Н., Фалько А. И., Чистяков Н. И.** Радиоприемные устройства. — М.: Радио и связь, 1986. — 320 с.
9. **Борисов В. И.** Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. — М.: Радио и связь, 2000. — 384 с.
10. **Зюко А. Г., Кловский Д. Л., Назаров М. В., Финк Л. М.** Теория передачи сигналов — М.: Радио и связь, 1986. — 304 с.
11. **Деев В. В.** Методы модуляции и кодирования в современных системах связи. — СПб.: Наука, 2007. — 267 с.

### УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Национальная электронная библиотека (НЭБ) продолжает работу по реализации проекта SCIENCE INDEX. После того как Вы регистрируетесь на сайте НЭБ (<http://elibrary.ru/defaultx.asp>), будет создана Ваша личная страничка, содержание которой составят не только Ваши персональные данные, но и перечень всех Ваших печатных трудов, имеющих в базе данных НЭБ, включая диссертации, патенты и тезисы к конференциям, а также сравнительные индексы цитирования: РИНЦ (Российский индекс научного цитирования), h (индекс Хирша) от Web of Science и h от Scopus. После создания базового варианта Вашей персональной страницы Вы получите код доступа, который позволит Вам редактировать информацию, в том числе добавлять публикации, которых нет в базе данных НЭБ, помогая создавать максимально объективную картину Вашей научной активности и цитирования Ваших трудов.

УДК 629.191

# МЕТОД ОПЕРАТИВНОГО РЕШЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ КРАЕВЫХ ЗАДАЧ ДИНАМИКИ ПОЛЕТА НА ОСНОВЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИНЦИПА

**И. О. Петров,**

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассмотрен новый метод оперативного решения краевых задач динамики полета на основе энергетической теории маневрирования. Предложенный метод не требует решения сложных и неустойчивых вариационных задач и может использоваться для решения краевых задач в темпе реализации маневра.

**Ключевые слова** — маневры летательного аппарата, оперативное оптимальное управление, энергетическая теория, краевые задачи, граничные условия.

## Введение

Поиск оптимальных траекторий полета любых летательных аппаратов (ЛА) в атмосфере на базе традиционных методов оптимизации с математической точки зрения представляет довольно сложную и трудоемкую задачу, обусловленную необходимостью решать вариационные краевые задачи, близкие, как правило, к некорректным из-за отсутствия решения даже при использовании современных ЭВМ и методов вычислительной техники [1–9]. Основные сложности вызваны в первую очередь тем, что для сопряженной системы дифференциальных уравнений не удается получить все необходимые интегралы, и возникают большие трудности с поиском начальных условий интегрирования данной системы. Указанные начальные условия (или их часть) обычно определяют методом простого подбора. Это ставит под большое сомнение оптимальность управления, полученного с помощью принципа максимума Л. С. Понтрягина [10, 11], так как оно напрямую зависит от сопряженных переменных, содержащих в себе волюнтаризм подбора начальных условий интегрирования сопряженной системы дифференциальных уравнений. Кроме этого, «оптимальные» траектории зависят от способа (аналитического или численного) вычисления каждой производной в системе сопряженных переменных. Поэтому в общем случае можно говорить о некоторых «попадающих» в заданную точку

траекториях, полученных с помощью принципа максимума Л. С. Понтрягина, но не об оптимальных траекториях [1].

В связи с этим в данной статье рассмотрен новый подход к решению краевых задач динамики полета на основе энергетической теории маневрирования без решения сложных и неустойчивых краевых вариационных задач.

## Постановка задачи выведения воздушно-космического аппарата

Предметом исследования в статье является управляемое движение центра масс ЛА на участке выведения. В качестве объекта исследования выбран воздушно-космический аппарат (ВКА) авиационного базирования, являющийся второй ступенью двухступенчатой многофазовой воздушно-космической системы (МВКС) 2-го типа на основе авиационно-космического комплекса. Данный выбор объясняется тем, что МВКС 2-го типа являются переходным этапом от существующих МВКС к перспективным одноступенчатым МВКС. Создание таких МВКС реально уже в ближайшие годы, поэтому для проверки работоспособности созданных моделей, методов и алгоритмов целесообразно ориентироваться именно на этот класс МВКС, как наиболее исследованный.

Общая схема выведения полезной нагрузки (ПН) на заданную орбиту с помощью МВКС 2-го типа включает в себя следующие этапы:

1) старт самолета-носителя с ВКА с обычной взлетно-посадочной полосы и вход в заданную плоскость орбиты;

2) набор высоты и скорости самолетом-носителем при полете в плоскости орбиты с целью обеспечить требуемые начальные условия старта для ВКА в момент разделения;

3) разделение ВКА и самолета-носителя;

4) возвращение самолета-носителя к месту старта и посадка на взлетно-посадочную полосу;

5) выведение ВКА вместе с ПН на заданную орбиту.

В данной статье рассматривается выведение ВКА от момента отделения его от самолета-носителя до момента выхода его на заданную орбиту.

Из анализа работ, посвященных теории оптимизации маневров различных ЛА [1–12], следует вывод, что при выведении ВКА в идеальном случае надо все топливо сжигать взрывом с целью обеспечить максимальную тягу двигателей и сокращение потерь характеристической скорости. Но из-за технических ограничений, накладываемых на ВКА, сделать это невозможно. Поэтому в течение всего участка выведения с непрерывной тягой тяга двигателей должна быть максимально возможной или изменяться по какому-либо жестко заданному закону, учитывающему конкретные технические ограничения, накладываемые на ВКА.

С учетом этого получается эквивалентность следующих задач выведения:

- минимизации потерь характеристической скорости;
- минимизации времени выведения (задачи на быстроедействие);
- минимизации расхода топлива;
- максимизации массы выводимой ПН.

Это видно из следующих несложных рассуждений. Абсолютные конечная  $V_{a.k}$  и начальная  $V_{a0}$  скорости, а также характеристики двигательной установки ВКА однозначно определяют минимальное время  $t^*$  работы двигателей для достижения требуемой скорости  $V_{a.k}$  при отсутствии потерь характеристической скорости:

$$t^* = \frac{m_0}{m_{\text{н\ddot{a}e}}} \left[ 1 - e^{-(V_{a.e} - V_{a0}) / W_{y0}} \right], \quad (1)$$

где  $m_0$  — начальная масса ВКА;  $m_{\text{сек}}$  — массовый секундный расход двигателей ВКА;  $W_{\text{эф}}$  — эффективная скорость истечения двигателей ВКА.

Но поскольку потери характеристической скорости неизбежны, то за время  $t^*$  ВКА не достигнет требуемого конечного значения скорости  $V_{a.k}$ . За это время потери характеристической скорости

$$\Delta V_{a.i}^* = \int_{t_0}^{t^*} \Delta \dot{V}_{a.\Sigma i} dt. \quad (2)$$

Под  $\Delta V_{a.\Sigma i}^*$  понимается сумма потерь абсолютной скорости, расходуемая на преодоление сопротивления атмосферы, гравитационного поля Земли, управление ВКА, а также учитывающая влияние атмосферы на величину тяги. С учетом сказанного достигнутая ВКА за время  $t^*$  фактическая абсолютная скорость

$$V_{a.o}(t^*) = V_{a.e} - \Delta V_{a.\Sigma i}^*. \quad (3)$$

Для того чтобы доразогнать ВКА до скорости  $V_{a.k}$ , требуется дополнительное время  $\Delta t_{\text{доп}}$ , определяемое величиной суммарных потерь скорости

$$\Delta V_{a.\Sigma i} = \Delta V_{a.\Sigma i}^* + \int_{t^*}^{t_{\text{доп}}} \Delta \dot{V}_{a.\Sigma i} dt. \quad (4)$$

Второе слагаемое в (4) определяет потери на участке доразгона. Итак, время  $\Delta t_{\text{доп}}$  можно определить следующим образом:

$$\Delta t_{\text{доп}} = \frac{m(t^*)}{m_{\text{н\ddot{a}e}}} \left[ 1 - e^{-\Delta V_{a.\Sigma i} / W_{y0}} \right]. \quad (5)$$

Общее время полета ВКА до момента набора заданной скорости  $V_{a.k}$

$$t_{\text{доп}} = t^* + \Delta t_{\text{доп}}. \quad (6)$$

Из выражения (5) следует, что при уменьшении суммарных потерь характеристической скорости  $\Delta V_{a.\Sigma i}$  уменьшается дополнительное время полета  $\Delta t_{\text{доп}}$ . Следовательно, задача минимизации потерь характеристической скорости на траектории выведения равносильна задаче минимизации дополнительного времени полета  $\Delta t_{\text{доп}}$ . А так как время  $t^*$  является константой при заданных величинах  $V_{a0}$ ,  $V_{a.k}$ ,  $W_{\text{эф}}$ ,  $m_{\text{сек}}$ ,  $m_0$ , то задача минимизации потерь характеристической скорости равносильна задаче на быстроедействие.

При заданном законе изменения тяги двигателей ВКА минимизация времени выведения  $t_{\text{выв}}$  приводит к минимизации расхода топлива  $m_T$ , а это, в свою очередь, к максимизации выводимой массы ПН  $m_{\text{ПН}}$  при условии постоянства начальной массы  $m_0$ .

Математическую эквивалентность функционалов (функций целевого эффекта операции) задач можно записать таким образом:

$$\min_{\substack{\mathbf{u} \in U \\ \mathbf{x} \in X}} \Delta V_{a.\Sigma i} \Leftrightarrow \min_{\substack{\mathbf{u} \in U \\ \mathbf{x} \in X}} t_{\text{доп}} \Leftrightarrow \min_{\substack{\mathbf{u} \in U \\ \mathbf{x} \in X}} m_T \Leftrightarrow \max_{\substack{\mathbf{u} \in U \\ \mathbf{x} \in X}} m_{\text{ПН}}. \quad (7)$$

С учетом эквивалентности функционалов (7) целесообразно сформулировать и решить задачу на быстроедействие, так как она проще реализуется математически.

В качестве управления при выведении ВКА принимается вектор  $\mathbf{u} = [\gamma, \kappa, u_a]^0$ , где  $\gamma$  — ско-



ростной угол крена;  $\kappa$  — полный угол атаки;  $u_d$  — угол установки двигателей на ВКА.

Фазовые координаты ВКА в момент отделения его от самолета-носителя обозначаются через  $\mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0$ , параметры орбиты выведения обозначаются через  $\mathbf{x}(t_e) = \mathbf{x}_e$ . Точка  $\mathbf{x}_0$  представляет собой начальные условия движения, а точка  $\mathbf{x}_e$  — граничные условия выведения.

**Формулировка задачи выведения**

Определить оптимальное управление в виде  $\mathbf{u} = [\gamma, \kappa, u_a]^0$ , переводящее ВКА из точки  $\mathbf{x}_0$  при  $t = t_0$  в точку  $\mathbf{x}_e$  при  $t = t_e$ , удовлетворяющее дифференциальным связям  $\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, \mathbf{u})$  выбранной математической модели, ограничениям

$$\mathbf{O}(t) \in [\mathbf{O}_{\min}, \mathbf{O}_{\max}] \quad (8)$$

и доставляющее минимум функционалу

$$J = t_{\text{act}}. \quad (9)$$

В выражении (8)  $\mathbf{O}(t)$  — вектор конструктивных и других параметров, относящихся к самому ВКА, реализуемому управлению  $\mathbf{u}(t)$  и траектории выведения  $\mathbf{x}(t)$ . Векторы  $\mathbf{O}_{\min}$  и  $\mathbf{O}_{\max}$  представляют собой соответственно минимальные и максимальные пределы, в которых должны изменяться физические величины вектора  $\mathbf{O}(t)$ . Другими словами, векторы  $\mathbf{O}_{\min}$  и  $\mathbf{O}_{\max}$  — это технические ограничения на ВКА и управление, а также ограничения на траекторию выведения.

Конкретную математическую модель движения центра масс ВКА целесообразно записать во вращающейся системе отсчета, орты которой представляются следующим образом:

$$\mathbf{x}_a^0 = \mathbf{r}^0; \quad \mathbf{z}_a^0 = \frac{\mathbf{r} \times \mathbf{V}_a}{|\mathbf{r} \times \mathbf{V}_a|}; \quad \mathbf{y}_a^0 = \mathbf{z}_a^0 \times \mathbf{x}_a^0. \quad (10)$$

С точки зрения простоты и физического толкования реального процесса движения ВКА в атмосфере на участках выведения и спуска удобнее использовать модель в следующем виде [1]:

$$\begin{aligned} \dot{V}_r &= a_x + \omega_z^2 r; \quad \dot{r} = V_r; \quad \dot{\omega}_z = \frac{1}{r}(a_y - 2\omega_z V_r); \\ \dot{\eta} &= \omega_x - \omega_z \operatorname{tg} \varphi \cos \eta; \quad \varphi = \omega_z \sin \eta; \\ \dot{\lambda} &= \omega_z \frac{\cos \eta}{\cos \varphi} - \Omega_C, \end{aligned} \quad (11)$$

где  $\omega_x = \frac{a_z}{r\omega_z}$ .

Представленная модель имеет правые части, наиболее близкие к линейным без проведения линеаризации, что позволяет увеличить шаг интегрирования без потери заданной точности расчетов.

Проекция абсолютного ускорения  $\alpha_x, \alpha_y, \alpha_z$  на оси вращающейся системы отсчета определяют-

ся с учетом вращения атмосферы совместно с Землей:

$$\begin{aligned} a_x &= \frac{1}{m}(-G + F_{x_v} \sin \theta_r + F_{y_v} \cos \gamma \cos \theta_r); \\ a_y &= \frac{1}{m}(F_{x_v} \cos \theta_r - F_{y_v} \cos \gamma \sin \theta_r) \cdot \cos(\eta_r - \eta) + \\ &\quad + \frac{1}{m} F_{y_v} \sin \gamma \sin(\eta_r - \eta); \\ a_z &= \frac{1}{m}(F_{x_v} \cos \theta_r - F_{y_v} \cos \gamma \sin \theta_r) \cdot \sin(\eta_r - \eta) - \\ &\quad - \frac{1}{m} F_{y_v} \sin \gamma \cos(\eta_r - \eta); \\ F_{x_v} &= -Q + P \cos u_p, \\ F_{y_v} &= Y + P \sin u_p, \quad u_\delta = \kappa + u_a. \end{aligned} \quad (12)$$

В выражениях (12) силы, входящие в правую часть, вычисляются следующим образом:

$$G = \frac{\pi_0}{r^2}, \quad Q = c_x \rho \frac{V_a^2}{2} S_m, \quad Y = c_y \rho \frac{V_a^2}{2} S_m, \quad (13)$$

где  $\rho$  — плотность воздуха;  $V_a$  — модуль воздушной скорости;  $S_m$  — площадь миделя;  $c_x$  — коэффициент силы лобового сопротивления;  $c_y$  — коэффициент подъемной силы.

Следует заметить, что аэродинамические силы будут ориентированы в скоростной (относительной) системе координат, что обусловлено вращением атмосферы вместе с Землей.

Аэродинамические коэффициенты целесообразно представить в виде полиномов второй степени:

$$\begin{aligned} c_x &= k_{Q1} \kappa^2 + k_{Q2} \kappa + k_{Q3}; \\ c_y &= k_{Y1} \kappa^2 + k_{Y2} \kappa + k_{Y3}, \end{aligned} \quad (14)$$

где коэффициенты  $k_{Q1}, k_{Q2}, k_{Q3}, k_{Y1}, k_{Y2}, k_{Y3}$  являются функциями числа Маха  $M$ .

Полиномы (14) позволяют сгладить табличные данные и уменьшить погрешности измерений, допущенные при проведении продувок модели ВКА в аэродинамических трубах. Кроме этого, полиномы (14) позволяют получать частные производные от аэродинамических сил по полному углу атаки в аналитическом виде при определении оптимального управления.

Полиномы (14) являются универсальной формой представления зависимостей  $c_x$  и  $c_y$  от полного угла атаки  $\kappa$ . Например, в случае нелинейной зависимости  $c_x = c_x(\kappa)$  коэффициент  $k_{Q1} \neq 0$ , а коэффициенты  $k_{Q2}, k_{Q3}$  могут принимать любые значения; в случае линейной зависимости  $k_{Q1} = 0, k_{Q2} \neq 0, k_{Q3}$  — произвольный; в случае отсутствия зависимости  $c_x = c_x(\kappa)$  коэффициенты  $k_{Q1} = 0, k_{Q2} = 0, k_{Q3}$  — произвольный; в случае отсутствия зависимости  $c_y = c_y(\kappa)$  коэффициенты  $k_{Y1} = 0, k_{Y2} = 0, k_{Y3}$  — произвольный; в случае отсутствия зависимости  $c_y = c_y(\kappa)$  коэффициенты  $k_{Y1} = 0, k_{Y2} = 0, k_{Y3}$  — произвольный; в случае отсутствия зависимости  $c_x = c_x(M)$  коэффициент  $k_{Q3} = c_{x0}(M)$ , где  $c_{x0}(M)$  —

коэффициент силы лобового сопротивления при нулевом угле атаки.

В качестве начальных условий движения ВКА приняты фазовые координаты в момент отделения ВКА от самолета-носителя в виде

$$\mathbf{x}_0 = [r_0, V_{a_0}, \theta_{r_0}, \eta_{r_0}, \varphi_0, \lambda_0]^T. \quad (15)$$

Граничные условия на правом конце траектории можно записать в виде вектора

$$\mathbf{x}_e = [r_e, V_{a,e}, \theta_e]^T. \quad (16)$$

Для того чтобы получить начальные условия для интегрирования системы дифференциальных уравнений во вращающейся системе отсчета, необходимо с использованием координат вектора  $\mathbf{x}_0$  в виде (15) рассчитать фазовые переменные  $V_{r_0}, \omega_{z_0}, \eta_0$ :

$$V_{r_0} = V_{a_0} \sin \theta_{r_0}; \quad (17)$$

$$\omega_{z_0} = \frac{\left[ \left( V_{a_0} \cos \theta_{r_0} \cos \eta_{r_0} + r_0 \Omega_{\zeta} \cos \varphi_0 \right)^2 + \left( V_{a_0} \cos \theta_{r_0} \sin \eta_{r_0} \right)^2 \right]^{1/2}}{r_0}; \quad (18)$$

$$\eta_0 = 2\pi - \arctg \left[ \frac{-V_{a_0} \cos \theta_{r_0} \sin \eta_{r_0}}{V_{a_0} \cos \theta_{r_0} \cos \eta_{r_0} + r_0 \Omega_{\zeta} \cos \varphi_0} \right], \quad (19)$$

где операция вычисления арктангенса соответствует круговому арктангенсу и позволяет вычислять значение угла в пределах от 0 до 360°.

В результате преобразований начальные условия (15) можно переписать в виде

$$\mathbf{x}_0 = [V_{r_0}, r_0, \omega_{z_0}, \eta_0, \varphi_0, \lambda_0]^T. \quad (20)$$

### Метод определения структуры оперативного оптимального управления движением центра масс ЛА

Поскольку начальные (20) и граничные (16) условия определяют потребную величину полной механической энергии  $\Delta E_a$  [1, 4], которую необходимо набрать на участке выведения, то для минимизации времени выведения следует максимизировать скорость набора полной механической энергии в абсолютном движении  $\dot{E}_a$ .

На основании проведенных исследований на экстремум по управлению скоростями изменения полной механической энергии в относительном ( $\dot{E}_r$ ) и абсолютном ( $\dot{E}_a$ ) движениях [4] получено оперативное оптимальное управление для относительного и абсолютного движения, максимизирующее мощность поверхностных сил. В результате анализа полученных управлений струк-

туру оперативного оптимального адаптивного автономного управления в общем виде можно записать следующим образом:

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{\rho_{z_a}^0 \cos(\eta_r - \eta) - \rho_{y_a}^0 \sin(\eta_r - \eta)}{\rho_{z_a}^0 \sin \theta_r \sin(\eta_r - \eta) + \rho_{y_a}^0 \sin \theta_r \cos(\eta_r - \eta) - \rho_{x_a}^0 \cos \theta_r}; \quad (21)$$

$$u_a = \operatorname{arctg} \left( -\frac{N2}{M1} \right) - \kappa; \quad (22)$$

$$\kappa = -\frac{k_{Q_2} M1 + k_{Y_2} N2}{2(k_{Q_1} M1 + k_{Y_1} N2)}, \quad (23)$$

где

$$M1 = -\rho_{x_a}^0 \sin \theta_r - \rho_{y_a}^0 \cos \theta_r \cos(\eta_r - \eta) - \rho_{z_a}^0 \cos \theta_r \sin(\eta_r - \eta); \quad (24)$$

$$N2 = \rho_{x_a}^0 \cos \gamma \cos \theta_r - \rho_{y_a}^0 \times \\ \times [\cos \gamma \sin \theta_r \cos(\eta_r - \eta) - \sin \gamma \sin(\eta_r - \eta)] - \\ - \rho_{z_a}^0 [\cos \gamma \sin \theta_r \sin(\eta_r - \eta) + \sin \gamma \cos(\eta_r - \eta)]; \quad (25)$$

$\rho_{x_a}^0, \rho_{y_a}^0, \rho_{z_a}^0$  — проекции орта вектора импульсов  $\mathbf{p}^0$  единичной массы на оси вращающейся системы отсчета (BCO), относительно которой максимизируется мощность поверхностных сил.

Вектор  $\mathbf{p}^0$  коллинеарен либо вектору воздушной скорости, т. е.  $\mathbf{p}^0 \equiv \mathbf{V}_B^0$ , либо вектору абсолютной скорости, т. е.  $\mathbf{p}^0 \equiv \mathbf{V}_a^0$ . В первом случае управление (21)–(25) обеспечивает максимизацию мощности поверхностных сил в относительном движении, во втором случае — в абсолютном движении.

Структура управления в виде (21)–(25) при условии  $\mathbf{p}^0 \equiv \mathbf{V}_B^0$  полностью идентична оптимальному управлению, полученному из решения аналогичной вариационной задачи на основании принципа максимума Л. С. Понтрягина. Характерной особенностью данной структуры является отсутствие необходимости интегрировать сопряженную систему уравнений, так как все величины, входящие в состав управления (21)–(25), известны в каждой точке траектории.

В результате исследований выяснено, что при решении задач динамики полета брать за основу относительное движение нецелесообразно, так как при этом получается неопределенность управления. Продемонстрируем это. Если в управлении (21)–(25) вместо проекций вектора  $\mathbf{p}^0$  на оси вращающейся системы отсчета подставить проекции орта вектора воздушной скорости  $\mathbf{V}_B^0$ , т. е.

$$\rho_{x_a}^0 = \sin \theta_r; \quad \rho_{y_a}^0 = \cos \theta_r \cos(\eta_r - \eta); \\ \rho_{z_a}^0 = \cos \theta_r \sin(\eta_r - \eta), \quad (26)$$

то после преобразований

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \gamma &= \frac{0}{0}; \operatorname{tg} u_p = 0; \\ \kappa &= -\frac{k_{Q_2}}{2k_{Q_1}}; u_a = -\kappa, \end{aligned} \quad (27)$$

так как  $N_1 = -1, N_2 = 0$ .

Таким образом, вектор тяги двигателей ВКА должен совпадать с направлением вектора воздушной скорости, угол  $\kappa$  обеспечивает минимальный ущерб от аэродинамической силы, т. е. ее максимальную мощность в относительном движении, а скоростной угол крена  $\gamma$  остается неопределенным и может принимать любые значения, при этом мощность поверхностных сил не будет изменяться.

Однако, задавая различные значения скоростного угла крена, в абсолютном пространстве можно получать самые различные траектории. Задание любой конкретной программы движения  $\gamma = \gamma(t)$  в этом случае равносильно заданию начальных значений сопряженных переменных при использовании принципа максимума Л. С. Понтрягина. Отсюда ясно, почему процесс решения вариационных задач с использованием принципа максимума является неустойчивым и неоднозначным.

Для устранения данной неоднозначности необходимо максимизировать мощность поверхностных сил в абсолютном движении, где управление полностью определено. Для этого случая проекции вектора импульсов определяются следующим образом:

$$p_{x_a}^0 = \sin \theta = \frac{V_r}{V_a}; p_{y_a}^0 = \cos \theta = \frac{r \omega_z}{V_a}; p_{z_a}^0 = 0. \quad (28)$$

Следует отметить, что разработанное управление (21)–(25), максимизирующее мощность поверхностных сил, не определяет вид траектории, по которой будет двигаться ВКА. Вид траектории будет зависеть от начальных условий старта, характеристик двигательной установки и аэродинамического облика ВКА, ограничений, накладываемых на траекторию и управление, и т. д. Поэтому если требуемые граничные условия не лежат на траектории максимального набора энергии, то уточнение управления производится путем решения специфической нелинейной краевой задачи. Специфика заключается в том, что подбираются параметры управления, определяющие пространственную ориентацию вектора импульсов  $\mathbf{p}^0$  при выведении ВКА и обеспечивающие удовлетворение заданных граничных условий на правом конце траектории. Количество параметров и их физический смысл зависят от конкретной задачи выведения.

## Метод определения параметров управления

Прежде чем приступить к описанию метода решения специфических нелинейных краевых задач выведения, необходимо определить его место среди разнообразных методов выбора оптимального программного управления. Принципиально различают два этапа разработки управления движением ЛА [1, 7]:

- 1) баллистическое проектирование маневров ЛА;
- 2) практическую реализацию маневров ЛА.

В данной статье рассматривается этап баллистического проектирования маневров ЛА на участке выведения. На этом этапе применительно к задачам оптимального управления динамическими системами отмечают две основные группы методов — универсальные и широкоспециализированные.

В рамках первой группы выделяют прямые и непрямые методы. Подробная классификация и анализ существующих традиционных методов решения задач оптимального управления приведены в работе [1].

Предлагаемый метод относится к группе непрямых методов, основанных на необходимых условиях оптимальности, и включает в себя три этапа определения управления:

- 1) определение вида (структуры) оптимального управления;
- 2) определение количества и состава параметров управления;
- 3) решение собственно краевой задачи.

Для решения поставленной задачи выведения ВКА используется полученная структура управления (21)–(25) с учетом (28). Структура оперативного оптимального адаптивного автономного управления для абсолютного движения записывается в виде

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{-p_{y_a}^0 \sin(\eta_r - \eta)}{p_{y_a}^0 \sin \theta_r \cos(\eta_r - \eta) - p_{x_a}^0 \cos \theta_r}; \quad (29)$$

$$u_a = \operatorname{arctg} \left( -\frac{N_2}{N_1} \right) - \kappa; \quad (30)$$

$$\kappa = -\frac{k_{Q_2} N_1 + k_{Y_2} N_2}{2(k_{Q_1} N_1 + k_{Y_1} N_2)}, \quad (31)$$

где

$$N_1 = -p_{x_a}^0 \sin \theta_r - p_{y_a}^0 \cos \theta_r \cos(\eta_r - \eta); \quad (32)$$

$$N_2 = p_{x_a}^0 \cos \gamma \cos \theta_r - p_{y_a}^0 \times \\ \times [\cos \gamma \sin \theta_r \cos(\eta_r - \eta) - \sin \gamma \sin(\eta_r - \eta)]; \quad (33)$$

$p_{x_a}^0, p_{y_a}^0$  — проекции орта вектора импульсов  $\mathbf{p}^0$  единичной массы на оси ВСО, определяемые по формулам (28).

Управление (29)–(33) является оперативным, так как вычисляется по конечным простым формулам только через текущие фазовые координаты, которые известны в каждый момент времени. Это управление по своей структуре идентично структуре оптимального управления, полученного из решения аналогичной вариационной задачи. Поэтому при использовании управления (29)–(33) отпадает необходимость решать сложные вариационные задачи, не требуются поиск начальных значений и интегрирование сопряженной системы дифференциальных уравнений.

Для удовлетворения граничных условий на правом конце траектории выведения необходимо управлять ориентацией вектора импульсов  $\mathbf{p}^0$  в процессе маневра в целях выполнения двух требований:

— отсутствия падения высоты ВКА в начале активного участка;

— наведения ВКА в конце активного участка.

Для этого необходимо определить количество и состав параметров управления, определяющих поведение вектора  $\mathbf{p}^0$  в течение активного участка.

Из анализа управления (29)–(33) видно, что оно обеспечивает ориентацию вектора тяги двигателей по вектору абсолютной скорости, так как  $\mathbf{p}^0 \equiv \mathbf{V}_a^0$ . В этом случае при рассмотрении движения во вращающейся системе отсчета если сумма вертикальной составляющей вектора тяги двигателей и вектора переносной силы инерции будет по модулю меньше, чем модуль вектора силы притяжения, то ВКА начнет через некоторое время терять высоту даже при достаточно больших углах  $\theta_0$  наклона вектора начальной абсолютной скорости  $V_{a0}$  к линии местного горизонта. Так как в момент старта ВКА с дозвукового самолета-носителя модуль переносной силы инерции мал по сравнению с модулем силы притяжения, а максимальное значение  $\theta_0$  невелико и ограничено возможностями самолета-носителя, то компенсацию силы притяжения необходимо осуществлять за счет отклонения вектора тяги двигателей ВКА от оптимального направления. Следовательно, надо изменить проекции вектора  $\mathbf{p}^0$  на оси ВСО, которые задают ориентацию вектора тяги двигателей. Управляя ориентацией вектора  $\mathbf{p}^0$  в конце активного участка, можно осуществлять наведение ВКА в целях удовлетворения граничных условий. Таким образом, из приведенных рассуждений наглядно видно противоречие между требованием оптимальности управления с точки зрения максимизации мощности поверхностных сил в абсолютном движении и требованием удовлетворения граничных условий на правом конце траектории. При выведении ВКА необходимо найти такое управление ориентацией вектора  $\mathbf{p}^0$ , чтобы обеспечить удовлетворение

граничных условий при минимальном отклонении от режима полета с максимальным набором энергии.

Предлагается следующий алгоритм управления ориентацией вектора  $\mathbf{p}^0$ , удовлетворяющий предъявленным требованиям:

$$\begin{aligned} p_{x_a}^0 &= \sin\theta_p + \varepsilon_0; \quad p_{y_a}^0 = \sqrt{1 - (\sin\theta_p + \varepsilon_0)^2}; \\ p_{z_a}^0 &= 0, \end{aligned} \quad (34)$$

где  $\theta_p$  — угол наклона вектора  $\mathbf{p}^0$  к линии местного горизонта;

$$\sin\theta_p = \begin{cases} \sin\theta & \text{if } \vartheta_{\rho_a} \leq \theta \\ \sin\vartheta_{\rho_a} & \text{if } \vartheta_{\rho_a} > \theta \end{cases} \quad (35)$$

где  $\theta = \arctg\left[\frac{V_r}{r\omega_z}\right]$  — угол наклона  $\mathbf{V}_a^0$  к линии местного горизонта;  $\vartheta_{\rho_a} = \arcsin\left[\frac{G - F_e}{\rho_a}\right]$  — угол

тангажа тяги двигателей, обеспечивающий компенсацию силы притяжения  $G$ ,  $F_e = m r \omega_z^2$  — модуль вектора переносной силы инерции  $\mathbf{F}_e$ ;

$$\varepsilon_0 = \begin{cases} 0 & \text{if } t < t_i \\ \varepsilon_{\text{задан}} & \text{if } t \geq t_i \end{cases} \quad (36)$$

где  $\varepsilon_{\text{задан}} \in [-1 - \sin\theta_p, 1 - \sin\theta_p]$ .

Как видно из формул (34)–(36), управление ориентацией вектора  $\mathbf{p}^0$  осуществляется с помощью двух параметров, которые называются время полета в режиме максимального набора энергии с учетом ограничений на траекторию —  $t_{\Pi}$  и отход от режима максимального набора энергии —  $\varepsilon_0$ .

Параметр  $t_{\Pi}$  очень сильно влияет на величину радиуса  $r_k$  в конце активного участка, а параметр  $\varepsilon_0$  — на угол наклона  $\theta_k$  вектора  $\mathbf{V}_a$  к линии местного горизонта. Заданное значение модуля абсолютной скорости  $V_{a, \text{задан}}$  в конце активного участка физически обеспечивается выключением двигателей ВКА, когда требуемая скорость набрана, а при моделировании на ЭВМ — окончанием процесса интегрирования.

Таким образом, вектор уточняемых параметров управления можно записать в виде

$$\mathbf{c} = [t_i, \varepsilon_0]^T, \quad (37)$$

а вектор заданных граничных условий

$$\mathbf{x}_{\text{задан}} = [r_{\text{задан}}, \theta_{\text{задан}}, V_{a, \text{задан}}]^T. \quad (38)$$

Теперь, варьируя значениями координат вектора  $\mathbf{c}$ , можно обеспечить заданные значения координат вектора  $\mathbf{x}_{\text{задан}}$ , одна из которых удовлетворяется автоматически, а именно модуль  $V_{a, \text{задан}}$ .



## Заключение

Предложенный метод оперативного решения специфических нелинейных краевых задач динамики полета ЛА позволяет использовать его для расчета управления движением центра масс непосредственно на борту в темпе полета, так как управление рассчитывается по конечным формулам на основании известных в каждой точке тра-

ектории фазовых координат. На основании этого могут быть созданы различные системы терминального наведения в условиях действия возмущающих факторов.

Кроме этого, разработанный метод создает единую методологическую базу для исследования маневров ЛА в атмосфере на участках выведения и спуска без изменения полученной структуры управления и без решения вариационных задач.

## Литература

1. **Насонов В. П.** Нетрадиционный подход к решению традиционных задач динамики полета ракет-носителей / ВИКИ им. А. Ф. Можайского. — СПб., 1992. — 64 с.
2. **Насонов В. П.** Выбор программ движения ракет / МО СССР. — М., 1976. — 89 с.
3. **Петров И. О.** Проблема определения оперативных оптимальных автономных алгоритмов управления ЛА и пути ее решения // *Аэрокосмическое приборостроение*. 2012. № 3. С. 14–20.
4. **Петров И. О.** Энергетическая теория синергетического маневрирования // *Аэрокосмическое приборостроение*. 2012. № 4. С. 10–20.
5. **Петров И. О., Насонов В. П.** Принцип применения энергетической теории к определению оптимальных программ движения ЛА относительно центра масс // *Аэрокосмическое приборостроение*. 2012. № 7. С. 3–11.
6. **Петров И. О.** Математические модели движения летательных аппаратов во вращающейся атмосфере Земли // *Аэрокосмическое приборостроение*. 2012. № 9. С. 10–20.
7. **Аверкиев Н. Ф., Волков В. Ф., Петров И. О.** Баллистическое проектирование РН: учеб. пособие / ВИКУ им. А. Ф. Можайского. — СПб., 1999. — 72 с.
8. **Шкадов Л. М., Буханова Р. С., Илларионов В. Ф., Плохих В. П.** Механика оптимального пространственного движения летательных аппаратов в атмосфере. — М.: Машиностроение, 1972. — 240 с.
9. **Школьный Е. П., Майборода Л. А.** Атмосфера и управление движением летательных аппаратов. — Л.: Гидрометеиздат, 1973. — 308 с.
10. **Беллман Р., Калаба Р.** Динамическое программирование и современная теория управления. — М.: Наука, 1969. — 119 с.
11. **Понтрягин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкрелидзе Р. В., Мищенко Е. Ф.** Математическая теория оптимальных процессов. — М.: Наука, 1983. — 392 с.
12. **Баринов К. Н., Насонов В. П.** Краевые задачи динамики полета космических аппаратов / МО СССР. — М., 1970. — 211 с.

УДК 05.11.14:05.13.19

## ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ АНАЛИЗА УСТОЙЧИВОСТИ И КОРРЕКЦИИ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫХ ПОКРЫТИЙ

**Е. Н. Котликов,**

доктор физ.-мат. наук, профессор

**Ю. А. Новикова,**

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Описывается программа, созданная для исследований устойчивости синтезированных покрытий по трансформации спектров пропускания и для коррекции изготавливаемых покрытий. Программное обеспечение позволяет рассчитывать спектры пропускания и отражения покрытий, строить 3D-графики для них, находить значения критериев устойчивости синтезированных покрытий по разным методикам, создавать функции и гистограммы устойчивости для всех слоев покрытия при введении ошибок. На основе разработанной программы предлагаются методы коррекции структур в процессе их изготовления.

**Ключевые слова** — программное обеспечение, интерференционные покрытия, устойчивость, спектры, функция качества, функция устойчивости.

### Введение

Физическая оптика решает ряд задач, одна из которых — синтез и анализ устойчивости интерференционных покрытий [1–5]. В основе современных методов синтеза интерференционных покрытий лежит минимизация функции качества  $F(\mathbf{X})$ , определенная на дискретном множестве, содержащая  $L$  точек, в виде

$$F(\mathbf{X}) = \left\{ \sum_{i=1}^L w(\lambda_i) |T(\mathbf{X}, \lambda_i) - T_0(\lambda_i)|^q \right\}^{\frac{1}{q}}, \quad (1)$$

где  $w(\lambda_i)$  — весовая функция (при расчете мы принимали  $w(\lambda_i) = 1$ );  $T(\mathbf{X}, \lambda_i)$  — текущее спектральное значение коэффициента пропускания, которое определяется длиной волны  $\lambda_i$  и параметрами всех пленок  $\mathbf{X}$ ;  $T_0(\lambda_i)$  — заданное значение коэффициента пропускания;  $q$  — целое положительное число (обычно  $q = 2$ ). Здесь и в дальнейшем параметры слоя будем обозначать через  $j$ , а длину волны — через  $i$ .

При оптимизации структуры покрытия предполагается, что функция качества находится в одном из локальных минимумов. Многоэкстремальность задачи синтеза определяет множества

локальных минимумов — «долин», на дне которых находятся искомые решения [1, 6, 7]. Отсюда следует, что нахождение конкретного решения не обязательно является оптимальным и требует анализа пригодности синтезированного покрытия на предмет его устойчивости к ошибкам при изготовлении.

В большинстве работ по синтезу интерференционных покрытий вопросы исследования устойчивости многослойных структур затрагиваются недостаточно. Это связано в первую очередь с некорректностью самой задачи и отсутствием критериев отбора наиболее пригодного из полученных решений. Анализ влияния ошибок в толщинах пленок на спектры некоторых структур, возможность корректировки изготовленных структур и способы снижения искажения полученных спектров приведены в работах [6–8]. Основным недостатком этих методов является использование производных от функции устойчивости и спектров пропускания. Тем самым они справедливы только для бесконечно малых вариаций толщин слоев.

В настоящей работе описано программное обеспечение (ПО) для исследования устойчивости и коррекции интерференционных покрытий, базирующееся на новом методе анализа устойчиво-

сти по трансформации спектров пропускания для бесконечно малых и конечных ошибок в толщинах слоев [9].

### Анализ устойчивости интерференционных покрытий

Рассмотрим предложенный метод анализа устойчивости и коррекции синтезированных покрытий [9]. Этот метод, разработанный для различных типов интерференционных покрытий, позволяет прогнозировать критичные к ошибкам слои и корректировать их в процессе изготовления.

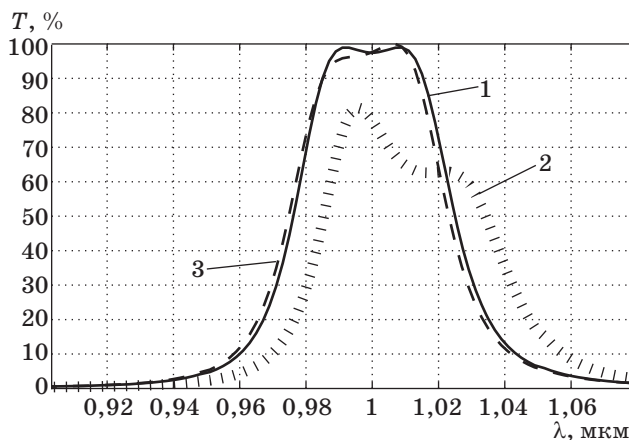
Для иллюстрации рассмотрим полосовой 15-слойный интерференционный фильтр (рис. 1). Расстояние между точками в шкале длин волн  $\Delta\lambda = (\lambda_N - \lambda_1)/N$ , где  $N$  — число точек в спектре.

В качестве критерия устойчивости  $\Delta F_k$  в работе [9] предлагается использовать модуль разности площадей кривых 1 и 2. Аналитически его величина выражается как

$$\Delta F_k = \frac{\lambda_N - \lambda_1}{N} \left( \sum_{\lambda_i} \left| \frac{T(\lambda_i, D_k) - T(\lambda_i, D_k + \Delta D_k)}{\Delta D_k} \right| \right) |\Delta D_k| = \frac{\lambda_N - \lambda_1}{N} \left( \sum_{\lambda_i} |T(\lambda_i, D_k) - T(\lambda_i, D_k + \Delta D_k)| \right). \quad (2)$$

Предложенная функция устойчивости  $\Delta F_k$  характеризует трансформацию спектра пропускания (отражения) при произвольных значениях  $\Delta D_k$ .

Введенный нами критерий может быть использован как для анализа устойчивости синтезированной структуры, так и для коррекции спектральных характеристик в процессе изготовления покрытия. Как будет показано ниже, для



■ Рис. 1. Спектры пропускания 15-слойного полосового интерференционного фильтра: 1 — спектр исходной структуры; 2 — спектр структуры с ошибкой в 12-м слое; 3 — спектр структуры с ошибкой в 12-м слое и коррекцией в 13-м слое

этого удобно использовать гистограммы устойчивости всей структуры.

Программой проводится анализ функции устойчивости  $\Delta F_k$  по трансформации спектра при произвольных значениях  $\Delta D_k$ , а также анализ  $\Delta P_k$  аналогично тому, как это описано в работе [9] для бесконечно малых значений  $\Delta D_k$ . В программе можно выполнять расчеты как для бесконечно малых, так и для конечных значений  $\Delta D_k$ :

$$\Delta P_k = \frac{\lambda_N - \lambda_1}{N} \left( \sum_{\lambda_i} \left| \frac{T(\lambda_i, D_k) - T(\lambda_i, D_k + \Delta D_k)}{\Delta D_k} \right| \right) = \frac{\lambda_N - \lambda_1}{N} \sum_{\Delta D \rightarrow 0} \left( \frac{\partial T}{\partial D_k} \right) \delta \Delta D_k > 0. \quad (3)$$

Эта формула позволяет рассчитывать устойчивость по введенному в работе [9] критерию.

### Метод расчета оптических спектров и устойчивости интерференционных покрытий

В основе расчетов спектров лежит матричный метод с использованием характеристических матриц отдельных слоев. В дальнейшем для вычисления спектров пропускания и отражения мы будем употреблять следующие обозначения. Количество слоев интерференционного покрытия равно  $N$ , слои пронумерованы как 1, ...,  $N$ , начиная от слоя, граничащего со средой, и заканчивая слоем, граничащим с подложкой. Будем обозначать среду 0-м слоем, а подложку —  $(N + 1)$ -м. Расчет спектров пропускания и отражения проводится матричным методом с использованием характеристической матрицы пленки [10]

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} = \sum_{j=1}^m \mathbf{M}_j, \quad (4)$$

где

$$\mathbf{M}_j = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_j) & -\frac{i}{p_j} \sin \alpha_j \\ -ip_j \sin(\alpha_j) & \cos(\alpha_j) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Здесь  $\mathbf{M}_j$  — матрица слоя  $j$ ;  $\alpha_j = k_0 n(\cos \Theta) d_j$ ,  $k_0 = 2\pi/\lambda$ ,  $d_j$  — геометрическая толщина слоя;  $n$  — коэффициент преломления слоя;  $\Theta$  — угол, под которым свет распространяется в данном слое.

Для каждого слоя, а также среды и подложки вычисляется вспомогательная величина  $p_j$  [10]:

$$\begin{aligned} \delta_j &= \sqrt{\varepsilon/\mu} \cos \Theta \text{ для } TE\text{-волны} \\ \text{и } p_j &= \sqrt{\mu/\varepsilon} \cos \Theta \text{ для } TM\text{-волны.} \end{aligned} \quad (6)$$

Амплитудные коэффициенты пропускания  $t$  и отражения  $r$  выражаются через элементы характеристической матрицы следующим образом:

$$r = \frac{(m_{11} + m_{12} \rho_{N+1}) \rho_0 - (m_{21} + m_{22} \rho_{N+1})}{(m_{11} + m_{12} \rho_{N+1}) \rho_0 + (m_{21} + m_{22} \rho_{N+1})};$$

$$t = \frac{2 \rho_0}{(m_{11} + m_{12} \rho_{N+1}) \rho_0 + (m_{21} + m_{22} \rho_{N+1})}. \quad (7)$$

Связь между амплитудными и энергетическими коэффициентами пропускания  $T$  и отражения  $R$ :

$$R = |r|^2; \quad T = \frac{\rho_{N+1}}{\rho_0} |t|^2. \quad (8)$$

Зависимости (4)–(8) были использованы в ходе разработки ПО.

### Описание программного обеспечения

Рассмотрим возможности разработанной программы для исследований устойчивости синтезированных покрытий по трансформации спектров пропускания и коррекции изготавливаемых покрытий. В основе ПО лежит предложенная методика анализа устойчивости синтезированных покрытий [9]. ПО позволяет рассчитывать спектры пропускания и отражения покрытий, строить 3D-графики для спектров пропускания, находить значения критериев устойчивости синтезированных покрытий по разным методикам, находить функции  $\Delta F_k$  и  $\Delta P_k$ , а также строить гistogramмы устойчивости  $\Delta F_k$  для всех слоев покрытия при введении произвольных ошибок  $\Delta D_k$ . На этой основе предлагаются методы коррекции изготавливаемых структур.

При создании ПО, написанного на языке Wolfram Mathematica-8 [11], в качестве вспомогательной использовалась универсальная программа FilmMgr, которая позволяет синтезировать покрытия с заданным спектром. Конечный результат синтезированных оптических покрытий и материалы сохраняются в «\*.dan» файлах.

Рассмотрим работу ПО. Методика расчетов была описана в предыдущем разделе. Вся программа разбита на несколько шагов. Алгоритм программы представлен на рис. 2.

**Шаг 1: загрузка материалов.** Программа загружает базу данных из FilmMgr. Программа может строить графики спектров для любого из имеющихся материалов.

**Шаг 2: отображение спектров пропускания  $T$ , отражения  $R$ .** На этом шаге осуществляется загрузка исследуемой оптической структуры из «\*.dan» файла. Затем происходит вывод таблицы материалов, в которой отображены слои оптической структуры. Программа позволяет строить графики  $T, R$  от длины волны  $\lambda$  с сохранением их в файле. Если необходимо, то в исследуемой

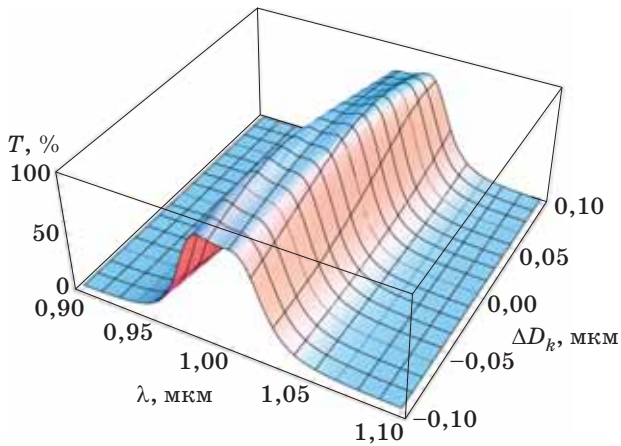


■ Рис. 2. Алгоритм программы

структуре можно изменить толщины слоев оптической структуры и просмотреть информацию, полученную из «\*.dan» файла. В программе имеется функция вывода 3D (рис. 3), показывающего зависимость спектра  $T$  оптической структуры от отклонения толщины одного из слоев с возможностью изменить номер слоя и интервал, в котором допускаются отклонения.

**Шаг 3: анализ формул.** На этом шаге программа позволяет наглядно проиллюстрировать вывод

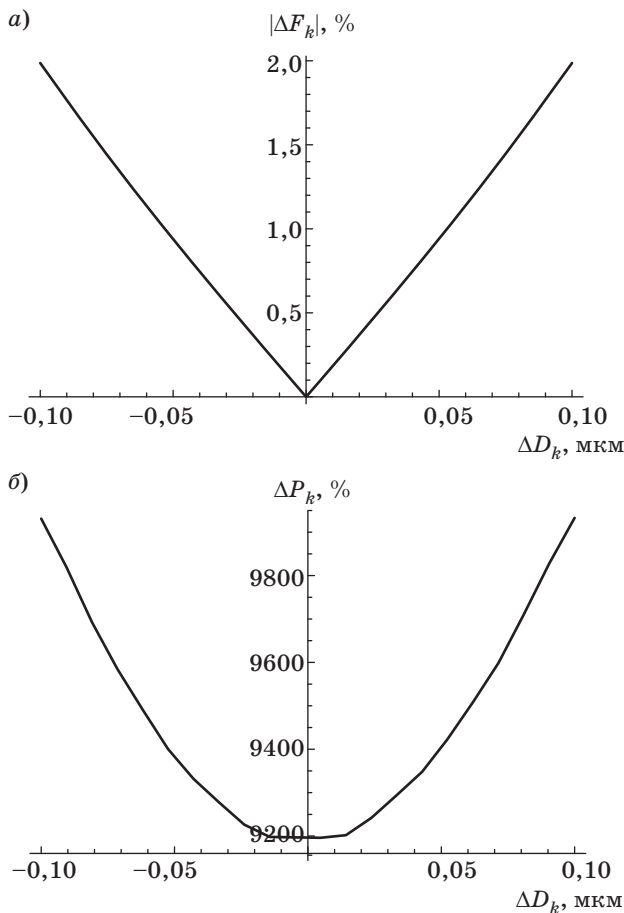




■ Рис. 3. 3D-график спектра пропускания полосового 15-слойного фильтра

графика зависимости  $\Delta F_k$  и  $\Delta P_k$  от отклонения  $\Delta D_k$  толщины одного из слоев с возможностью изменить номер  $k$  рассматриваемого слоя и диапазон рассматриваемых отклонений (рис. 4, а, б).

Шаг 4: построение значений функции устойчивости по новому критерию. На этом этапе поль-



■ Рис. 4. График зависимости  $\Delta F_k$  (а) и  $\Delta P_k$  (б) от  $\Delta D_k$  для 8-го слоя

зователь может вывести гистограммы, показывающие зависимость величины  $\Delta F_k$  и  $\Delta P_k$  от  $\Delta D_k$  для заданного номера слоя при фиксированном значении  $\Delta D_k$ , и изменить эти значения. Гистограммы позволяют анализировать устойчивость к ошибкам и корректировать ошибки в предыдущих слоях путем изменения толщины одного из последующих слоев.

Таким образом, ПО позволяет не только определить устойчивость по отношению к отдельному слою, но и дать количественную оценку всей системы в целом.

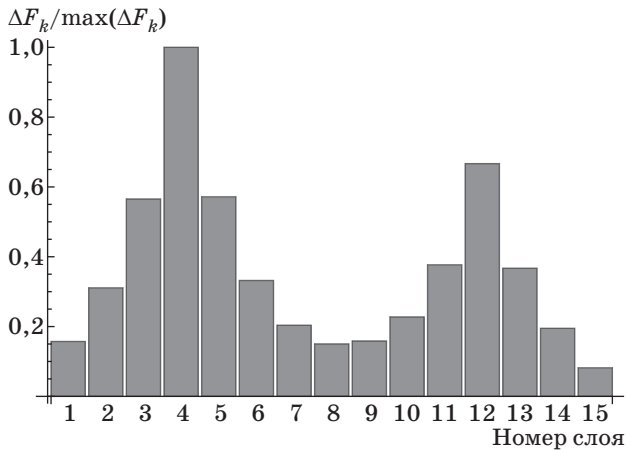
### Иллюстрация возможностей программного обеспечения

Для иллюстрации программы рассмотрим анализ спектров (см. рис. 1, кривая 1) и устойчивости полосового интерференционного фильтра.

В таблице приведены значения структуры фильтра, используемого в качестве примера, смещение  $\Delta \lambda_{\max}$  спектра пропускания при ошибке в заданном слое и нормированные значения  $\Delta F_k / \Delta F_{k\max}$ , а также результаты расчета устойчивости по дру-

■ Нормированное на максимальное значение смещение длины волны центра тяжести спектра с введенными ошибками в зависимости от разных слоев и устойчивости по разным критериям

№ слоя	Структура (подложка — кварц, среда — воздух)		$\Delta \lambda_{\max}$ ( $\Delta D_k = 0,025$ мкм)	Устойчивость, нормированная на максимальное значение				
	Вещество	Оптическая толщина, мкм		$\frac{\partial F(x)}{\partial x_j}$	$\left[ \frac{\partial^2 F(x)}{\partial D_j^2} \right]$	$\sum_{\Delta D=0} \left( \frac{\partial T}{\partial D_k} \right)$	$\frac{\Delta F_k / \Delta F_{k\max}}{\text{при } \Delta D_k}$	
							0,001	0,025
1	ZnSe	0,25	0,160	0,045	0,258	0,158	0,161	0,159
2	BaF <sub>2</sub>	То же	0,326	0,006	0,300	0,315	0,323	0,326
3	ZnSe	“	0,585	0,171	0,983	0,566	0,578	0,586
4	BaF <sub>2</sub>	0,50	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
5	ZnSe	0,25	0,596	0,155	0,994	0,575	0,589	0,596
6	BaF <sub>2</sub>	То же	0,342	0,024	0,324	0,336	0,344	0,342
7	ZnSe	“	0,207	0,090	0,345	0,208	0,209	0,207
8	BaF <sub>2</sub>	“	0,154	0,115	0,129	0,153	0,155	0,154
9	ZnSe	“	0,157	0,309	0,244	0,161	0,158	0,157
10	BaF <sub>2</sub>	“	0,238	0,311	0,189	0,235	0,239	0,238
11	ZnSe	“	0,407	0,938	0,579	0,383	0,407	0,408
12	BaF <sub>2</sub>	0,5	0,728	0,986	0,578	0,666	0,723	0,728
13	ZnSe	0,25	0,397	0,931	0,564	0,373	0,396	0,398
14	BaF <sub>2</sub>	То же	0,198	0,287	0,153	0,200	0,197	0,198
15	ZnSe	“	0,085	0,202	0,097	0,08	0,086	0,085



■ **Рис. 5.** Гистограмма устойчивости по слоям для ошибки  $\Delta D_k = 0,01$  мкм

гим критериям: по первой производной функции качества  $\frac{\partial F(x)}{\partial x_j}$  [4], по второй производной функции качества  $\sum_{\Delta D \rightarrow 0} \left( \frac{\partial T}{\partial D_k} \right)$  [6] и по первой производной спектра пропускания  $\sum_{\Delta D \rightarrow 0} \left( \frac{\partial T}{\partial D_k} \right)$  [9]. В программе также предусмотрен расчет  $\Delta P_k$  при произвольных значениях ошибки  $\Delta D_k$ . При  $\Delta D_k > 0$  критерий (3) совпадал с критерием, рассматриваемым в работе [9].

Структура, в которой варьируется ошибка в 8-м слое, представлена 3D-графиком на рис. 3. Показано изменение формы полосового фильтра и смещение длины волны максимума пропускания  $T$  в зависимости от ошибки в толщине слоя.

Графики зависимостей  $\Delta F_k$  и  $\Delta P_k$  от  $\Delta D_k$  (см. рис. 4) позволяют анализировать поведение устойчивости при разных знаках и величинах ошибок, а также сравнивать результаты устойчивости по разным методикам [8, 9].

Гистограмма исследуемой структуры с заданной ошибкой в слоях с оптической толщиной 0,01 мкм представлена на рис. 5.

Сравнение разных методов анализа устойчивости (см. таблицу) показывает, что введенный критерий (2) наилучшим образом описывает реальное искажение спектров.

Гистограмма и значения, представленные в таблице, позволяют анализировать устойчивость к ошибкам в отдельных слоях и корректировать ошибки в предыдущих слоях путем изменения толщины одного из последующих слоев.

### Коррекция структуры интерференционного покрытия

Проведем анализ критерия устойчивости и возможности вносить коррекцию в толщины пленок

в процессе изготовления с целью получить заданный спектр по описанной программе. В качестве примера рассмотрим 15-слойный полосовой интерференционный фильтр (см. рис. 1 и таблицу). В таблице также приведено нормированное на максимальное значение смещение длины волны центра тяжести спектра  $\Delta \lambda_{\max}$  с введенными ошибками  $\Delta D_k$  в зависимости от разных слоев. Величина ошибки  $\Delta D_k = 0,01 \lambda_0$  для каждого  $k$ -слоя.

Одним из основных условий использования фильтров является точность попадания длины волны на максимум пропускания в заданный диапазон и возможность коррекции фильтра в процессе изготовления. Смещение центра тяжести спектра  $\Delta \lambda_{\max}$  определяется как

$$\Delta \lambda_i = \bar{\lambda} - \lambda_i = \frac{1}{\sum_i T(\lambda)} \sum_i \lambda_i T_i. \quad (9)$$

Данные гистограммы (см. рис. 5) и таблицы позволяют определить те изменения, которые необходимо внести в толщины пленок, чтобы получить требуемую структуру, или провести коррекцию при изготовлении покрытий, если допущены ошибки в слоях. Анализ ошибок в спектрах показывает, что все ошибки в предыдущих слоях могут быть сведены к ошибке в  $z$ -слое, и для него легко рассчитать коррекцию в последующем слое ( $z + v$ )  $> z$ , где  $v$  — целое число.

При расчете коррекции ошибок должно выполняться условие

$$\Delta D_{z+v} = -\frac{F_z}{F_{z+v}} \Delta D_z. \quad (10)$$

Например, если в 12-й слой ввести ошибку  $D_{12} = 0,025 \lambda_0$ , то для компенсации искажений спектра можно использовать последующие слои, т. е. 13-й или 14-й. Если использовать 13-й слой, то его толщина должна быть в соответствии с формулой (10) уменьшена на  $D_{13} = 0,046 \lambda_0$  мкм. Спектры структур с ошибкой в 12-м слое, которая корректируется изменениями толщин в 13-м слое (см. рис. 1, кривая 3), практически полностью совпадают со спектром исходной структуры.

### Заключение

В работе описана программа на языке Wolfram Mathematica-8 для анализа устойчивости и коррекции интерференционных покрытий. С ее помощью можно прогнозировать наиболее критичные к ошибкам слои и корректировать эти ошибки в последующих слоях в процессе изготовления покрытия. В качестве примера проведен анализ устойчивости и коррекции 15-слойного полосового интерференционного фильтра. Показано, что используемый критерий наилучшим образом описывает трансформацию спектров и их коррекцию.

## Литература

1. **Фурман Ш. А.** Тонкослойные оптические покрытия. — Л.: Машиностроение, 1977. — 264 с.
2. **Введенский В. Д., Столов Е. Г.** Синтез интерференционных оптических покрытий // Оптико-механическая промышленность. 1981. № 7. С. 59–62.
3. **Котликов Е. Н., Прокашев В. Н., Хонинев А. Н., Хонинева Е. В.** Синтез светоделительных покрытий // Оптический журнал. 2001. Т. 68. № 8. С. 49–52.
4. **Яковлев П. П., Мешков Б. Б.** Проектирование интерференционных покрытий. — М.: Машиностроение, 1987. — 192 с.
5. **Tikhonravov A. V. et al.** New optimization algorithm for the synthesis of rugate optical coatings // Appl. Opt. 2006. Vol. 45. P. 1515–1524.
6. **Котликов Е. Н., Тропин А. Н.** Критерий устойчивости спектральных характеристик многослойных интерференционных покрытий // Оптический журнал. 2009. Т. 76. № 3. С. 60–64.
7. **Котликов Е. Н., Новикова Ю. А., Моцарь Е. В., Тропин А. Н.** Анализ устойчивости спектральных характеристик многослойных оптических покрытий // Оптика и спектроскопия. 2011. Т. 111. № 3. С. 525–531.
8. **Балышев К. В., Путилин Э. С., Старовойтов С. Ф.** Исследование воспроизводимости выходных параметров многослойных диэлектрических систем во время изготовления // Оптический журнал. Т. 65. № 3. 1998. С. 39–43.
9. **Котликов Е. Н., Новикова Ю. А., Щербак С. Я.** Анализ устойчивости и коррекции многослойных интерференционных покрытий по трансформации спектров пропускания // Научная сессия ГУАП: сб. докл. Ч. 1. СПб., 2012. С. 174–177.
10. **Борн М., Вольф Э.** Основы оптики / пер. с англ. С. Н. Бресуа, А. И. Головашкина, А. А. Шубина. — М.: Наука, 1973. — 856 с.
11. **Wolfram Mathematica — 8.0.** License Number: L3400-2803, Version: 8.0.4. <https://user.wolfram.com/portal/> (дата обращения: 01.04.2012).

### Уважаемые подписчики!

Полнотекстовые версии журнала за 2002–2010 гг. в свободном доступе на сайте журнала (<http://www.i-us.ru>) и на сайте РУНЭБ (<http://www.elibrary.ru>). Печатную версию архивных выпусков журнала за 2003–2010 гг. Вы можете заказать в редакции по льготной цене.

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

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

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

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

а также через посредство подписных агентств:

«Северо-Западное агентство „Прессинформ“»

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

сайт: <http://www.pinform.spb.ru>

«МК-Периодика» (РФ + 90 стран)

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

«Информнаука» (РФ + ближнее и дальнее зарубежье)

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

«Гал»

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

«ИНТЕР-ПОЧТА-2003»

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

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

Новороссийск, тел.: (8617) 670-474

«Деловая пресса»

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

«Коммерсант-Курьер»

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

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

Сайт: <http://www.ural-press.ru>

«Идея» (Украина)

Сайт: <http://idea.com.ua>

«ВТЛ» (Узбекистан)

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

и др.

УДК 621.391.15

## ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ОБОБЩЕННЫХ КОДОВ С ЛОКАЛИЗАЦИЕЙ ОШИБОК

**В. В. Зяблов,**

доктор техн. наук, профессор

**И. Г. Кобозева,**

младший научный сотрудник

Институт проблем передачи информации им. А. А. Харкевича РАН, г. Москва

*Исследованы сигнально-кодовые конструкции с использованием обобщенных кодов с локализацией ошибок на основе кодов Рида — Соломона. Рассмотрен случай с применением  $q$ -ичного оптического канала со стираниями и ошибками для передачи данных. Приведены теоретические оценки вероятности неправильного декодирования, а также результаты моделирования.*

**Ключевые слова** — обобщенные коды с локализацией ошибок, декодирование обобщенных кодов с локализацией ошибок, вероятность неправильного декодирования.

### Введение

В последнее время имеет место тенденция к увеличению требований к качеству передаваемой информации (вероятность ошибки декодирования порядка  $10^{-12}$  и менее). При высокой кратности модуляции более целесообразно использовать недвоичные коды, которые имеют лучшую корректирующую способность по сравнению с двоичными кодами с той же избыточностью. Фактически, требуются коды с малой избыточностью. К передаче по современным волоконным оптическим каналам связи сейчас предъявляются довольно жесткие требования. Для нормального использования необходима достаточно низкая вероятность искажения информации при передаче и относительно небольшая избыточность используемых кодов. Кроме того, из-за очень высокой скорости передачи данных необходимыми условиями также являются использование методов кодирования, требующих относительно малого числа операций при кодировании и декодировании на бит передаваемой информации, а также возможности распараллеливания вычислений при кодировании и декодировании. Можно выделить несколько классов кодов, позволяющих построить длинный код с хорошей корректирующей способностью. Обычно это каскадные коды или МПП-коды. Среди этих кодов особое место занимает подкласс обобщенных каскадных кодов [1–3], а именно обобщенные коды с локализацией ошибок (ОЛО-коды).

В современных условиях для более эффективного использования диапазона частот применяется модуляция высокой кратности. Примером такого метода передачи информации может служить передача по волоконно-оптическим линиям связи (ВОЛС). В данной работе предлагается использовать для ВОЛС обобщенные коды с локализацией ошибок на основе кодов Рида — Соломона. Впервые коды с локализацией ошибок были упомянуты в 1965 г. в работах [4, 5]. Данные коды на каждом этапе декодирования и обнаруживают ошибки и стирания, и исправляют их [6, 7]. Кодирование осуществляется в несколько этапов, но при этом длина кодов, использованных на каждом этапе, невелика по сравнению с общей длиной кода. Это позволяет распараллеливать вычисления, а малая длина кодов-компонентов обеспечивает относительно небольшую сложность вычислений. Поскольку на каждом этапе избыточность кодов-компонентов может быть различной, многоуровневое строение этих кодов позволяет подобрать структуру кода, обеспечивающую оптимальные значения для скорости передачи и корректирующей способности.

### Постановка задачи выбора оптимальных параметров

Основным достоинством кодов с локализацией ошибок является их гибкость, способность согласовать свою внутреннюю структуру с особен-



ностями канала передачи данных. Отсюда крайне остро встает проблема подбора параметров, обеспечивающих наилучшие корректирующие свойства кода. В результате, помимо разработки алгоритмов кодирования и декодирования ОЛО-кодов, перед нами стоит еще задача подбора оптимальных параметров кода. Данная задача является многокомпонентной, поскольку даже при заданной избыточности всего кода мы можем варьировать избыточность кодовых компонентов в широких пределах. Передача по оптическому каналу связи требует высокой скорости передачи, поэтому необходимо подобрать параметры ОЛО-кода таким образом, чтобы избыточность кода оказалась наименьшей при заданной вероятности отказа (и ошибки) от декодирования. Так как на каждом отдельном этапе декодирования используется два множества кодов (число этапов зависит от порядка рассматриваемого кода), поставленная задача может оказаться сложной. Для ее решения требуется получить теоретические оценки, ориентируясь на которые можно подобрать необходимые значения параметров кода.

### Кодирование ОЛО-2 кодами

При кодировании ОЛО-кодами информационные символы записываются в левую часть матрицы, обладающей ступенчатой структурой. В правую часть матрицы записываются проверочные символы ОЛО-кода, полученные с помощью внутренних кодов длины  $n_1$  и внешних кодов длины  $n_2$ . Порядок ОЛО-кода  $t$  определяет количество используемых при кодировании внутренних и внешних кодов, в качестве которых выступают коды Рида — Соломона.

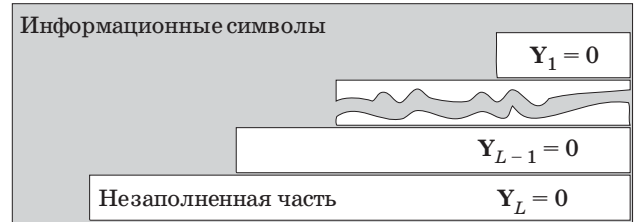
Проверочная матрица внутренних кодов ОЛО-кода имеет вид

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_B^{(1)} \\ \mathbf{H}_B^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{H}_B^{(L)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{Q}_0^{(1)} \mathbf{I}^{(1)} & 0 & \dots & 0 \\ \mathbf{Q}_0^{(2)} \mathbf{Q}_1^{(2)} \mathbf{I}^{(2)} & 0 & 0 & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{Q}_0^{(L)} \mathbf{Q}_1^{(L)} \dots \mathbf{Q}_{L-1}^{(L)} \mathbf{I}^{(L)} \end{pmatrix},$$

где  $L$  — количество внешних  $A$  и внутренних  $B$  кодов;  $\mathbf{I}^{(i)}$  — единичные матрицы, а  $\mathbf{Q}_j^{(i)}$  — некоторые матрицы с элементами из  $GF(q)$ ,  $i = 1, \dots, L$ ,  $j = 0, \dots, L - 1$ . Вначале информационные символы записываются в левую часть матрицы  $\mathbf{C}$ , в правую часть записываются нули (рис. 1).

Процесс кодирования осуществляется в  $L$  итераций. На первом шаге к матрице  $\mathbf{C}$  и  $L$ -м внешнему и внутреннему кодам применяется следующий алгоритм.

Матрица  $\mathbf{C}$  перед кодированием



■ Рис. 1. Структура матрицы  $\mathbf{C}$

1. Информационные символы разбиваются на  $n_2$  подблоков, из которых  $k_2$  первых подблоков имеют длину  $n_1$ , а  $r_2 = n_2 - k_2$  оставшихся — длину  $k_1$ .

2. Каждый из  $r_2$  подблоков длины  $k_1$  кодируется внутренним кодом Рида — Соломона с параметрами  $(n_1, k_1, d_1)$ . В результате получаем  $r_2$  векторов длины  $n_1$ , являющихся кодовыми словами внутреннего кода.

3. Для каждого из первых  $k_2$  подблоков длины  $n_1$  находим вектор длины  $r_1 = n_1 - k_1$  по формуле  $\mathbf{s}_\mu^t = \mathbf{v}_\mu \mathbf{H}_B^{(L)}$ , где  $\mathbf{H}_B^{(L)}$  — проверочная матрица кода первой ступени в приведенно-ступенчатой форме, а  $\mathbf{v}_\mu$  —  $\mu$ -й подблок.

4. Представляя векторы  $\mathbf{s}_\mu^t$ ,  $\mu = 1, \dots, k_2$ , как элементы  $GF(2^{r_1})$ , получаем вектор из  $k_2$  символов над  $GF(2^{r_1})$  и кодируем его внешним кодом Рида — Соломона с параметрами  $(n_2, k_2, d_2)$ . В результате получаем кодовое слово внешнего кода. Затем к полученным в п. 2 проверочным символам внутреннего кода, рассматриваемым как элементы  $GF(q^{r_1})$ , прибавляем соответствующие проверочные символы внешнего кода.

После первой итерации в правый нижний подблок матрицы  $\mathbf{C}$ , прежде заполненный нулями, записываются проверочные символы  $p^{(L)}$ . На следующем шаге алгоритм кодирования ОЛО-кода применяется к модифицированной матрице  $\mathbf{C}$  и  $(L - 1)$ -м внешнему и внутреннему кодам. Таким образом, с каждым следующим шагом в правую часть матрицы записываются новые проверочные символы. Из структуры проверочной матрицы  $\mathbf{H}$  следует, что, для того чтобы сохранить выполнение соотношений  $\mathbf{H}_B^{(s)} \mathbf{C} = \mathbf{a}_s^t \in A^{(s)}$  на  $l$ -й итерации, необходимо изменить все подматрицы  $\mathbf{Y}_s$ ,  $s \in \{l + 1, \dots, L\}$ . Для этого необходимо вычесть из последних  $r_2^{(l)}$  столбцов  $\mathbf{Y}_s$  матрицу

$$\Delta_s^l = \mathbf{Q}_l^{(s)}(p^{(l)}) + \sum_{i=l+1}^{s-1} \mathbf{Q}_i^{(s)}(\Delta_i^l).$$

### Алгоритм декодирования ОЛО-2 кодов

Аналогично с кодированием декодирование ОЛО-кода осуществляется в несколько этапов, количество которых равно порядку ОЛО-кода  $t$ . При передаче по каналу с шумом к кодовому сло-

ву ОЛО-кода  $C$  добавляется некоторая ошибка  $E$ . Таким образом, полученная комбинация  $Y$  задается как  $Y = C \oplus E$ . Вначале декодирования вычисляются синдромы соответствующего данному шагу внутреннего кода, необходимые для определения символов внешнего кода  $a^{(L)} = H_B^{(L)} Y$ , после чего происходит декодирование соответствующим внешним кодом, в результате которого получаем  $\hat{a}^{(L)}$ . В предположении, что декодирование внешним кодом было успешным, происходит декодирование каждого столбца  $b_j$  принятой комбинации  $Y$  внутренним кодом таким образом, что  $\hat{a}_j^{(L)} = H_B^{(L)} b_j$ . На каждом шаге для соответствующего внутреннего кода происходит как обнаружение, так и исправление стираний и ошибок. Таким образом, если количество обнаруженных ошибок или число стираний в кодовом слове внутреннего кода превышает корректирующую способность этого кода, то для соответствующего этому слову символа внешнего кода выносится вердикт «стирание». Если же в кодовом слове внутреннего кода, неверно исправленном на предыдущем шаге, на текущем шаге вновь обнаружены ошибки, то это слово становится таким, каким оно было на предыдущем шаге. Затем происходит вычисление добавочного члена, необходимого для получения синдромов следующего внутреннего кода  $a^{(L-1)}$ . При декодировании на каждом следующем шаге используется информация о стертых символах, полученная на предыдущем шаге. Аналогичные действия производятся на всех последующих шагах. Можно отметить, что при неправильном декодировании хотя бы одного внешнего кода все последующие вычисления будут неверными, поэтому очень важно правильно подобрать избыточность внешних кодов. Ниже представлена теоретическая оценка и результаты моделирования для данного алгоритма.

### Выбор порядка кода

Для получения оптимальных характеристик необходимо правильно выбрать порядок  $m$  (количество шагов), а также количество проверочных символов в каждом горизонтальном блоке. Структура кода выбирается таким образом, чтобы результирующее значение ошибки декодирования было меньше  $\varepsilon$ . В работе считаем, что кодовое расстояние  $d_B^{(i)}$  для внутренних кодов будет последовательно принимать значения от  $d_B^{(L)} = 2$  до  $d_B^{(i)}$  с шагом 1. Таким образом, поскольку избыточность внутренних кодов фиксирована, избыточность внешних кодов должна быть подобрана таким образом, чтобы вероятность ошибочного декодирования на каждом шаге не превышала заданную величину.

В работе мы используем тот факт, что код Рида — Соломона обнаруживает ошибки, если

выполняется условие  $e + \tau \leq d - 1$ , и исправляет ошибки и стирания при выполнении  $2e + \tau \leq d - 1$ . Из этих условий несложно получить комбинаторные формулы для вероятности ошибки и вероятности отказа от декодирования для кода Рида — Соломона [8].

Найдем формулу для вероятности ошибки. Предположим, что при передаче по каналу в кодовом слове появилось  $e$  ошибок. Таким образом, согласно неравенству, приведенному выше, для неверного декодирования необходимо также число стираний  $\tau \geq d - 2e$ , т. е. вероятность ошибочного декодирования при условии, что было сделано  $e$  ошибок, задается как

$$P_{err|e} = \sum_{t=d-2e}^{n-e} C_{n-e}^t p_t^t (1 - p_e - p_t)^{n-t-e}.$$

Суммируя по всем возможным  $e$ , получаем искомую вероятность ошибочного декодирования

$$P_{err} = \sum_{e=0}^n C_n^e p_e^e \sum_{t=d-2e}^{n-e} C_{n-e}^t p_t^t (1 - p_e - p_t)^{n-t-e}.$$

Аналогично получаем формулу для вероятности отказа для кода Рида — Соломона:

$$P_{eras} = \sum_{e=0}^n C_n^e p_e^e \sum_{t=d-e}^{n-e} C_{n-e}^t p_t^t (1 - p_e - p_t)^{n-t-e}.$$

Определим, какое количество шагов необходимо для обеспечения нужного уровня вероятности ошибки. Для этого следует определить, какая избыточность  $d_B^{(i)}$  для внутреннего кода на первом же шаге обеспечит ошибку меньше  $\varepsilon$ . Поскольку мы ищем код с минимальной избыточностью, это означает, что избыточность внутреннего кода не должна превышать  $d_B^{(i)}$ . Ошибка декодирования имеет следующий вид:

$$P_{err}^B = \sum_{e=0}^n C_n^e p_e^e \sum_{t=d_B^{(i)}-2e}^{n-e} C_{n-e}^t p_t^t (1 - p_e - p_t)^{n-t-e}.$$

Количество шагов  $i$  будет равным минимальному значению  $d_B^{(i)} - 1$ , поскольку  $d$  для внутренних кодов будет последовательно принимать значения от 2 до  $d_B^{(i)}$ .

### Теоретическая оценка отказа от декодирования

В начале каждого шага производится обнаружение ошибок с помощью внутреннего кода. Будем считать, что обнаружение ошибок для кода Рида — Соломона происходит, только если выполняется неравенство  $e + \tau \leq d - 1$ , хотя на самом деле таких случаев больше. Затем производится

исправление ошибок и стираний. Поскольку на каждом следующем шаге кодирование осуществляется при помощи кода Рида — Соломона, то для успешного декодирования необходимо выполнение неравенства  $2e + \tau \leq d - 1$ . Если же при исправлении ошибок и стираний при избыточности  $d$  на текущем шаге произошла ошибка декодирования, то на следующем шаге при избыточности  $d + 1$  ошибки будут обнаружены только в том случае, если  $e + \tau = d$ . Ниже приведены используемые для вычислений формулы вероятностей ошибки и стирания кодов Рида — Соломона:

$$P_{err} = \sum_{e=0}^n C_n^e p_e^e \sum_{t=d-2e}^{n-e} C_{n-e}^t p_t^t (1 - p_e - p_t)^{n-t-e};$$

$$P_{eras} = \sum_{e=0}^n C_n^e p_e^e \sum_{t=d-e}^{n-e} C_{n-e}^t p_t^t (1 - p_e - p_t)^{n-t-e}.$$

Рассмотрим несколько первых шагов декодирования. Вероятность появления стирания и ошибки в символах первого внешнего кода можно выразить как

$$P_{eras} = P_B(e=0, n-t, t>0) =$$

$$= \sum_{t=0}^n C_n^t p_t^t \sum_{e=0}^{n-t} C_{n-t}^e p_e^e (1 - p_e - p_t)^{n-t-e};$$

$$P_{err} = P_B(e>0, t=0) = \sum_{e=1}^n C_n^e p_e^e (1 - p_e - p_t)^{n-e}.$$

На первом этапе происходит декодирование первым внешним кодом  $A^{(L)}$ . При этом вероятность ошибки будет выглядеть как

$$P_{Aerr}^{(L)} = \sum_{e=0}^n C_n^e P_{err}^e \sum_{t=d_L-2e}^{n-e} C_{n-e}^t P_{eras}^t \times$$

$$\times (1 - P_{err} - P_{eras})^{n-t-e},$$

а вероятность правильного декодирования следующего внешнего кода можно представить как  $(1 - P_{Aerr}^{(L)}) P_{A+}^{(L-1)}$ , где  $P_{A+}^{(L-1)}$  — вероятность правильного декодирования  $L - 1$  внешнего кода при условии, что предыдущий внешний код также был декодирован верно. Необходимо отметить, что структура ОЛЮ-кода такова, что если хотя бы один из внешних кодов будет декодирован неверно, то неверно декодирован будет весь ОЛЮ-код. Дополнительную сложность в оценку вносит тот факт, что после использования каждого следующего внешнего кода вероятность ошибки  $p_e$  и вероятность стирания  $p_t$  изменяются. Используемый на первом шаге внутренний код с расстоянием  $d_L = 2$  может обнаружить одну ошибку в столбце кодового слова ОЛЮ-кода или исправить одиночное стирание. Вероятность обнаружения ошибки первым внутренним кодом запишем как

$$P_{Beras}^{(L)} = P_B(e=1, t=0) = C_n^1 p_e (1 - p_e - p_t)^{n-1},$$

вероятность исправления ошибки — как

$$P_{B+}^{(L)} = P_B(e=0, t=1) = C_n^1 p_t (1 - p_e - p_t)^{n-1}.$$

Кроме этого, внутренний код добавляет новые ошибки, если в столбце кодового слова ОЛЮ-кода присутствуют одно стирание и некоторое число ошибок. Эту вероятность представим как

$$P_{Berr}^{(L)} = P_B(e \geq 1, t=1) =$$

$$= C_n^1 p_t \sum_{e=1}^{n-1} C_{n-1}^e p_e^e (1 - p_e - p_t)^{n-1-e}.$$

Таким образом, вероятности стирания и ошибки в символах второго внешнего кода будут выглядеть как

$$P_{Be}^{(L)} = P_B(e \geq 1, t=1) + P_B(e \geq 2, t=0) =$$

$$= C_n^1 p_t \sum_{e=1}^{n-1} C_{n-1}^e p_e^e (1 - p_e - p_t)^{n-1-e} +$$

$$+ \sum_{e=2}^n C_n^e p_e^e (1 - p_e - p_t)^{n-e};$$

$$P_{Bt}^{(L)} = P_B(e=0, t \geq 2) + P_B(e=1, t=0) =$$

$$= \sum_{t=2}^n C_n^t p_t^t (1 - p_e - p_t)^{n-t} + C_n^1 p_e (1 - p_e - p_t)^{n-1}.$$

На следующем шаге вероятность ошибки для второго внешнего кода при условии, что первый внешний код был декодирован верно, будет выражаться как

$$P_{Aerr}^{(L-1)} = \sum_{e=0}^n C_n^e P_{Be}^{(L)e} \sum_{t=d_{L-1}-2e}^{n-e} C_{n-e}^t P_{Bt}^{(L)t} \times$$

$$\times (1 - P_{Be}^{(L)} - P_{Bt}^{(L)})^{n-t-e}.$$

Аналогично при дальнейшем декодировании вторым внутренним кодом с  $d_{L-1} = 3$  могут быть исправлены двойные стирания и одиночные ошибки, а также обнаружены двойные ошибки. Вероятность обнаружения ошибки вторым внутренним кодом

$$P_{Beras}^{(L-1)} = P_B(e=2, t=0) + P_B(e=1, t=1) =$$

$$= C_n^2 p_e (1 - p_e - p_t)^{n-2} + C_n^1 p_t C_{n-1}^1 p_e (1 - p_e - p_t)^{n-2},$$

при этом ошибки будут обнаружены на позициях, где на первом шаге присутствовала одна ошибка и одно стирание, после чего на место добавленной

первым внутренним кодом ошибки вновь запишется стирание. Вероятность исправления ошибки

$$P_{B+}^{(L-1)} = P_B(e=0, t=2) + P_B(e=1, t=0) = C_n^2 p_t^2 (1-p_e-p_t)^{n-2} + C_n^1 p_e^1 (1-p_e-p_t)^{n-1}.$$

Вероятность добавления новых ошибок вторым внутренним кодом

$$P_{Berr}^{(L-1)} = P_B(e \geq 1, t=2) = C_n^2 p_t^2 \sum_{e=1}^{n-1} C_{n-2}^e p_e^e (1-p_e-p_t)^{n-2-e}.$$

Запишем вероятности стирания и ошибки в символах третьего внешнего кода:

$$P_{Be}^{(L-1)} = P_B(e \geq 1, t=2) + P_B(e \geq 2, t=1) + P_B(e \geq 3, t=0) = C_n^2 p_t^2 \sum_{e=1}^{n-2} C_{n-2}^e p_e^e (1-p_e-p_t)^{n-2-e} + C_n^1 p_t \sum_{e=2}^{n-1} C_{n-1}^e p_e^e (1-p_e-p_t)^{n-e-1} + \sum_{e=3}^n C_n^e p_e^e (1-p_e-p_t)^{n-e};$$

$$P_{Bt}^{(L-1)} = P_B(e=0, t \geq 3) + P_B(e=2, t=0) + P_B(e=1, t=1) = \sum_{t=3}^n C_n^t p_t^t (1-p_e-p_t)^{n-t} + C_n^2 p_e^2 (1-p_e-p_t)^{n-2} + C_n^1 p_t C_{n-1}^1 p_e^1 (1-p_e-p_t)^{n-2}.$$

На следующем шаге вероятность ошибки для следующего внешнего кода при условии, что предыдущие внешние коды декодированы верно, будет выражаться как

$$P_{Aerr}^{(L-2)} = \sum_{e=0}^n C_n^e P_{Be}^{(L-1)e} \sum_{t=d_{L-2}-2e}^{n-e} C_{n-e}^t P_{Bt}^{(L-1)t} \times (1 - P_{Be}^{(L-1)} - P_{Bt}^{(L-1)})^{n-t-e}.$$

Таким образом, мы видим, что для  $i$ -го шага вероятности стирания и ошибки в символах соответствующего внешнего кода записываются как

$$P_{Be}^{(i)} = P_B(t = \{d_i - 1, \dots, 0\}, e \geq d_i - t);$$

$$P_{Bt}^{(i)} = P_B(e = 0, \dots, n - t, t \geq d_i) + P_B(e + t = d_i - 1).$$

Соответственно, общая формула для  $(i + 1)$ -го внешнего кода при условии, что все предыдущие

были декодированы верно, выглядит следующим образом:

$$P_{Aerr}^{(i+1)} = \sum_{e=0}^n C_n^e P_{Be}^{(i)e} \sum_{t=d_{i+1}-2e}^{n-e} C_{n-e}^t P_{Bt}^{(i)t} \times (1 - P_{Be}^{(i)} - P_{Bt}^{(i)})^{n-t-e}.$$

Данные вычисления позволяют сделать довольно точную оценку сверху для ОЛЮ-кода с известными параметрами. Кроме того, очень важен тот факт, что полученная оценка зависит только от величин  $p_e$  и  $p_t$ , т. е., вычислив эти вероятности для канала с белым шумом или, в более сложных случаях, получив их с помощью моделирования, мы всегда можем сделать оценку, не оглядываясь на особенности канала передачи данных.

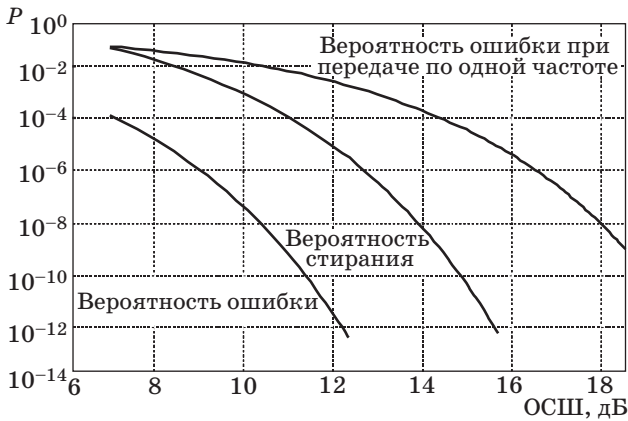
### Моделирование

В данной работе было проведено моделирование передачи закодированной информации по оптическому каналу в среде MatLab. Количество проведенных испытаний для каждого значения отношения сигнал/шум (ОСШ) равно  $10^6$ . В качестве канала передачи данных был использован оптический частотно-позиционный канал [9] на 16 частотах, состоящий из двух подканалов, передающих на 8 частотах. При передаче по каждому из подканалов за один такт передается только одна единица (сигнал, превышающий установленный порог). Таким образом, мы имеем для восьми частот 8 различных комбинаций, что соответствует 3 битам, т. е. за один такт по такой ВОЛС передается 6 бит. Ошибка при передаче возникает, только если передаваемый сигнал подавлен и одновременно с этим на какой-то другой частоте за счет шума сигнал превысил установленный порог. Стирание возникает в двух следующих случаях: если ни один из сигналов не превысил порог и если, напротив, порог превысило несколько сигналов. Из всего этого следует, что вероятность ошибки при подобном способе передачи будет невелика относительно вероятности стирания.

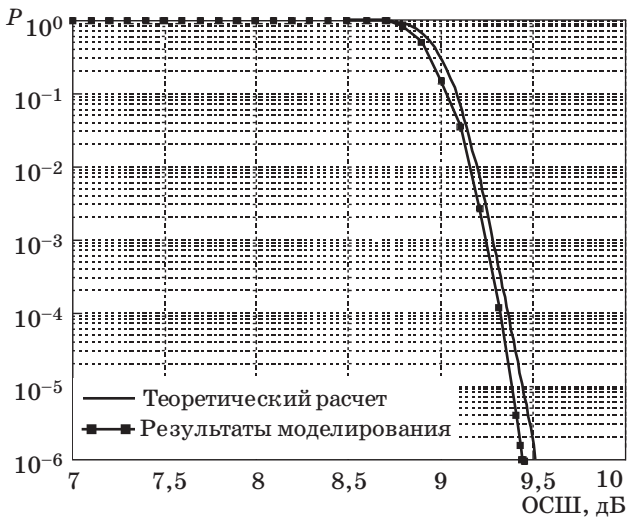
Кривые зависимости вероятности ошибки и стирания при передаче одного символа от ОСШ в канале при наличии белого аддитивного шума представлены на рис. 2. Для сравнения на нем изображена зависимость ошибки при передаче данных по каналу с использованием одной частоты.

Рассмотрим ОЛЮ-код с параметрами (4096, 3809, 288), порядка 12. В качестве внутренних кодов в нем были использованы коды Рида — Соломона длины 64 с кодовым расстоянием от 2 до 13, в качестве внешних — коды Рида — Соломона с параметрами (64, 4, 61), (64, 9, 56), (64, 21, 44),

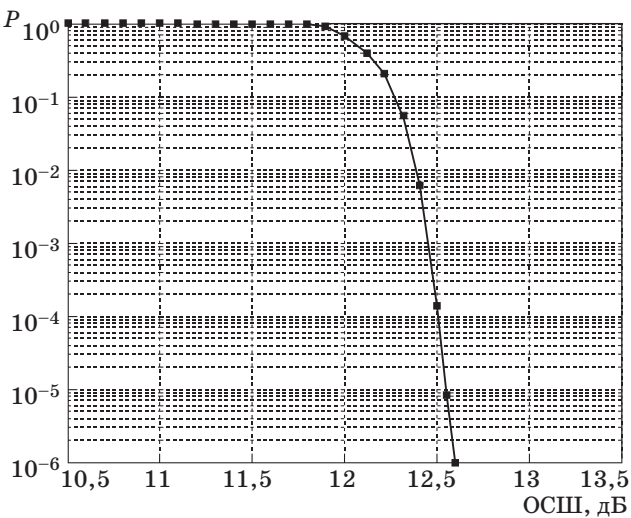




■ Рис. 2. Зависимости вероятностей ошибки и стирания одного символа от ОСШ в канале при передаче на 16 частотах



■ Рис. 3. Зависимость вероятности отказа от декодирования от ОСШ в канале для ОЛО-2 (4092, 3805, 288),  $m = 12$ , при передаче по оптическому каналу на  $16 \lambda$



■ Рис. 4. Зависимость вероятности отказа от декодирования от ОСШ в канале для стандарта ITU-T G.97

(64, 29, 36), (64, 36, 29), (64, 45, 20), (64, 49, 16), (64, 54, 11), (64, 56, 9), (64, 58, 7), (64, 59, 6), (64, 61, 4). Количество шагов и избыточность внешних кодов выбраны в соответствии со схемой, обеспечивающей оптимальное соотношение корректирующей способности и скорости передачи. На рис. 3 показана зависимость вероятности отказа от декодирования от ОСШ в канале, полученная в ходе моделирования.

Необходимо добавить, что величина, в работе называемая вероятностью ошибочного декодирования, включает в себя также и вероятность отказа декодирования, поскольку в ходе работы и ошибка, и отказ от декодирования считались неудовлетворительным результатом. На самом деле, нужно отметить, что вероятность ошибки незначительна по сравнению с вероятностью отказа.

Для сравнения на рисунке также изображена теоретическая оценка зависимости вероятности отказа от декодирования (сплошная кривая) для того же ОЛО-кода от ОСШ в канале при передаче данных по оптическому каналу связи. В результате большого количества численных экспериментов было установлено, что полученная в работе теоретическая оценка является достаточно точной оценкой сверху.

Аналогичная зависимость приведена для стандарта ITU-T G.975 (рис. 4). Можно отметить, что при меньшей длине (~24 000 по сравнению с ~32 000) ОЛО-код дает выигрыш более 3 дБ.

### Заключение

В работе были исследованы конструкции для ОЛО-2 кодов. Для всех конструкций были разработаны методы выбора оптимальных параметров кода, а также получены формулы для теоретической оценки сверху. С помощью этих формул можно получить оценки вероятности ошибочного декодирования для малых значений ошибки, что невозможно путем моделирования. Для конкретизации задачи формулы выводились для передачи закодированной информации по каналу с заданными вероятностями ошибки и стирания.

В ходе моделирования было выяснено, что полученные теоретические оценки близки к результатам моделирования.

Показано, что использование рассматриваемой сигнально-кодовой конструкции на основе ОЛО-кодов при меньшей длине, чем в стандарте ITU-T G.975, обеспечивает лучшие вероятностные характеристики. Нужно также отметить, что код в стандарте ITU-T G.975 распараллелен искусственно, а рассматриваемая конструкция имеет естественные возможности распараллелить вычисления на 64 потока.

## Литература

1. Блох Э. Л., Зяблов В. В. Линейные каскадные коды. — М.: Наука, 1982. — 230 с.
2. Блох Э. Л., Зяблов В. В. Обобщенные каскадные коды. — М.: Связь, 1976. — 240 с.
3. Zyablov V., Maucher J., Bossert M. On the equivalence of generalized concatenated codes and generalized error location codes // IEEE Transactions on Information Theory. Mar. 2000. Vol. 46(2). P. 642–649.
4. Wolf J. K., Elspas B. Error-Locating Codes — A New Concept in Error Control // IEEE Transactions On Information Theory. 1965. IT-9. N 2. P. 54–57.
5. Wolf J. K. On an Extended Class of Error-Locating Codes // Information and Control. 1965. N 8. P. 163–169.
6. Зяблов В. В. Новая трактовка кодов для локализации ошибок, их корректирующие свойства и алгоритмы декодирования. — М.: Наука, 1972. — 10 с.
7. Kobozeva I., Zyablov V. Using GEL Codes for Optical Channel // Proc. of XII Intern. Symp. on Problems of Redundancy in Information and Control Systems, St. Petersburg, Russia, May 2009. P. 126–127.
8. Афанасьев В. Б., Габидулин Э. М. Кодирование в радиоэлектронике. — М.: Радио и связь, 1986. — 176 с.
9. Некучаев, А. О., Зяблов В. В. Проект «Континент» — новый подход для передачи данных по магистральным ВОЛС // Фотон-Экспресс. 2008. № 3. С. 40–42.

## УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

При подготовке рукописей статей необходимо руководствоваться следующими рекомендациями.

Статьи должны содержать изложение новых научных результатов. Название статьи должно быть кратким, но информативным. В названии недопустимо использование сокращений, кроме самых общепринятых (РАН, РФ, САИР и т. п.).

Объем статьи (текст, таблицы, иллюстрации и библиография) не должен превышать эквивалента в 20 страниц, напечатанных на бумаге формата А4 на одной стороне через 1,5 интервала Word шрифтом Times New Roman размером 13, поля не менее двух сантиметров.

Обязательными элементами оформления статьи являются: индекс УДК, заглавие, инициалы и фамилия автора (авторов), ученая степень, звание (при отсутствии — должность), полное название организации, аннотация и ключевые слова на русском и английском языках, электронные адреса авторов, которые по требованию ВАК должны быть опубликованы на страницах журнала. При написании аннотации не используйте аббревиатур и не делайте ссылок на источники в списке литературы.

Статьи авторов, не имеющих ученой степени, рекомендуется публиковать в соавторстве с научным руководителем, наличие подписи научного руководителя на рукописи обязательно; в случае самостоятельной публикации обязательно предоставляйте заверенную по месту работы рекомендацию научного руководителя с указанием его фамилии, имени, отчества, места работы, должности, ученого звания, ученой степени — эта информация будет опубликована в ссылке на первой странице.

**Формулы** набирайте в Word, не используя формульный редактор (Mathtype или Equation), при необходимости можно использовать формульный редактор; для набора одной формулы не используйте два редактора; при наборе формул в формульном редакторе знаки препинания, ограничивающие формулу, набирайте вместе с формулой; для установки размера шрифта никогда не пользуйтесь вкладкой Other..., используйте заводские установки редактора, не подгоняйте размер символов в формулах под размер шрифта в тексте статьи, не растягивайте и не сжимайте мышью формулы, вставленные в текст; в формулах не отделяйте пробелами знаки: + = -.

Для набора формул в Word никогда не используйте Конструктор (на верхней панели: «Работа с формулами» — «Конструктор»), т. к. этот ресурс предназначен только для внутреннего использования в Word и не поддерживается программами, предназначенными для изготовления оригинал-макета журнала.

При наборе символов в тексте помните, что символы, обозначаемые латинскими буквами, набираются светлым курсивом, русскими и греческими — светлым прямым, векторы и матрицы — прямым полужирным шрифтом.

**Иллюстрации** в текст не заверстываются и предоставляются отдельными исходными файлами, подающимися редактированию: — рисунки, графики, диаграммы, блок-схемы изготавливаются в векторных программах: Visio 4, 5, 2002–2003 (\*.vsd); Coreldraw (\*.cdr); Excel; Word; AdobeIllustrator; AutoCad (\*.dxf); Компас; Matlab (\*.ps, \*.pdf или экспорт в формат \*.ai); — фото и растровые — в формате \*.tif, \*.png с максимальным разрешением (не менее 300 pixels/inch).

Наличие подписанных подписей обязательно (желательно не повторяющих дословно комментарии к рисункам в тексте статьи).

**В редакцию предоставляются:**

— сведения об авторе (фамилия, имя, отчество, место работы, должность, ученое звание, учебное заведение и год его окончания, ученая степень и год защиты диссертации, область научных интересов, количество научных публикаций, домашний и служебный адреса и телефоны, e-mail), фото авторов: анфас, в темной одежде на белом фоне, должны быть видны плечи и грудь, высокая степень четкости изображения без теней и отблесков на лице, фото можно представить в электронном виде в формате \*.tif, \*.png с максимальным разрешением — не менее 300 pixels/inch при минимальном размере фото 40 × 55 мм; — экспертное заключение.

**Список литературы** составляется по порядку ссылок в тексте и оформляется следующим образом:

— для книг и сборников — фамилия и инициалы авторов, полное название книги (сборника), город, издательство, год, общее количество страниц;

— для журнальных статей — фамилия и инициалы авторов, полное название статьи, название журнала, год издания, номер журнала, номера страниц;

— ссылки на иностранную литературу следует давать на языке оригинала без сокращений;

— при использовании web-материалов указывайте адрес сайта и дату обращения.

Более подробно правила подготовки текста с образцами изложены на нашем сайте в разделе «Оформление статей».

**Контакты**

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

Кому: Редакция журнала «Информационно-управляющие системы»

Тел.: (812) 494-70-02

Эл. почта: 80x@mail.ru

Сайт: www.i-us.ru

УДК 004.056

# ИССЛЕДОВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОТОКОЛА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧЕЙ ЗАЩИЩЕННОЙ IP-ТЕЛЕФОНИИ

**М. М. Ковцур,**

аспирант

**В. Н. Никитин,**

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций  
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича**А. В. Винель,**канд. техн. наук, ведущий научный сотрудник  
ЗАО «НПФ ИНСЕТ», г. Москва

Разработана математическая модель криптографического протокола распределения ключей IP-телефонии Zimmermann Real-time Transport Protocol в виде вероятностного графа. Представлены теоретические зависимости вероятностно-временных характеристик данного протокола от параметров канала связи: задержки пакетов и вероятности битовых ошибок. Выполнено сравнение полученных теоретических оценок с результатами экспериментального моделирования.

**Ключевые слова** — ключ, криптографический протокол, канал с ошибками, среднее время выполнения, вероятность успешного завершения, ZRTP, IP-телефония.

## Введение

В отличие от традиционной телефонии, использующей коммутацию каналов (аналоговых или цифровых), IP-телефония — это технология, обеспечивающая передачу речевого сигнала с применением коммутации пакетов в IP-сетях. В IP-телефонии, как правило, применяются протокол Real-time Transport Protocol (RTP)/Real-time Transport Control Protocol (RTCP) [1] для передачи голоса и один из протоколов сигнализации Session Initiation Protocol (SIP) [2], H.323, Media Gateway Control Protocol (MGCP) или H.248 для установления и поддержания соединения.

Наибольшее распространение в настоящий момент получил протокол SIP, отличающийся простотой реализации, гибкостью и расширяемостью.

При вызове вначале обрабатывается протокол SIP, позволяющий установить соединение между корреспондентами. Как только корреспондент снимает трубку, начинается работа протокол RTP/RTCP. Сценарии установления соединений представлены на рис. 1, а схема обмена сообщениями — на рис. 2, а.

В силу общедоступности используемых каналов передачи голосовой информации особую актуальность приобретает обеспечение конфиденциальности VoIP. Для этих целей разработаны протоколы обеспечения безопасности IP-телефонии, которые можно разделить на 3 категории:

— протоколы защиты сигнализации (Secured SIP);

— протоколы защиты медиаинформации (SRTP);

— протоколы генерации/распределения ключей для протоколов защиты медиаинформации (Multimedia Internet KEYing (MIKEY), Session Description Protocol Security (SDS), ZRTP, Datagram Transport Layer Security (DTLS)).

Протокол Secured SIP работает по аналогии с протоколом HyperText Transfer Protocol Secure (HTTPS), когда между корреспондентом и сервером организовывается туннель с использованием сертификатов и открытого ключа (Secure Sockets Layer — SSL). Все SIP-сообщения (сигнализация) передаются по этому туннелю.

Для обеспечения безопасности передачи речи широко используется защищенный протокол ре-

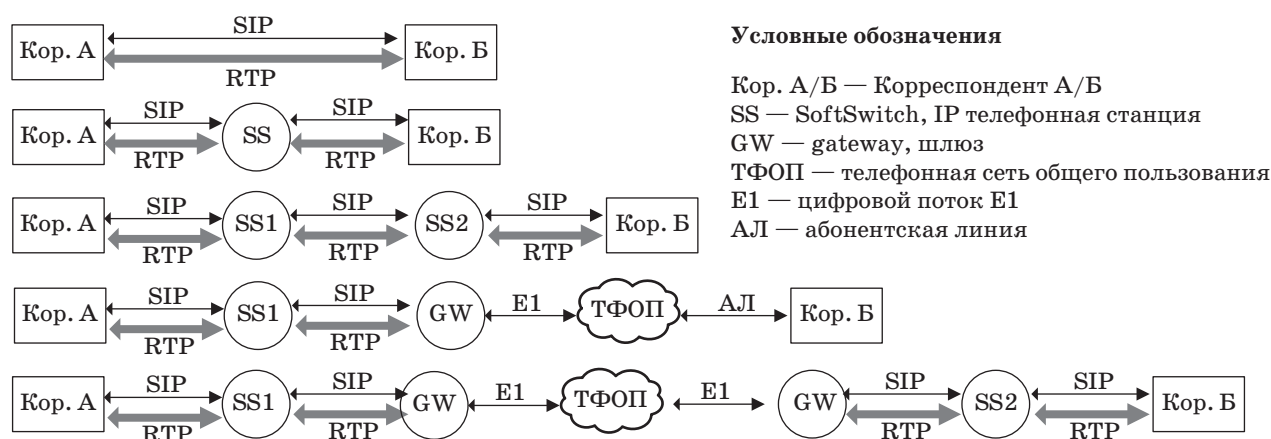


Рис. 1. Типовые сценарии соединений в IP-телефонии

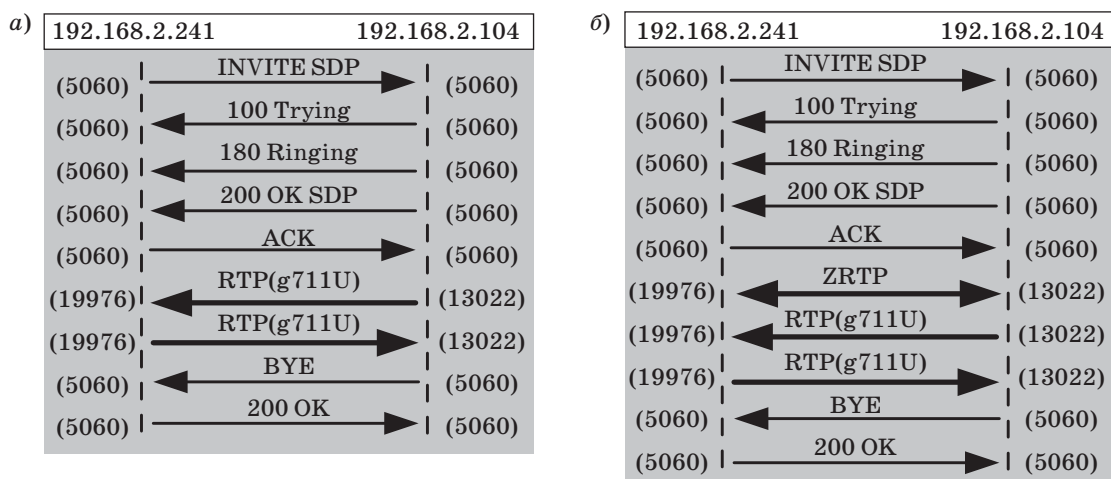


Рис. 2. Схема обмена сообщениями при соединении двух корреспондентов с использованием протоколов SIP/RTP (а) и SIP/ZRTP/SRTP (б)

ального времени SRTP [3], который выполняет функции криптографической защиты (шифрование и аутентификацию сообщений) совместно с одним из протоколов, реализующих генерацию и распределение ключей.

Проблемы безопасности протокола ZRTP и его прототипа (алгоритма Диффи — Хелмана (Diffie-Hellman, DH)) исследованы в работах [4, 5]. Однако влияние его на характеристики своевременности предоставления связи не изучалось. Данная работа содержит результаты исследования вероятностно-временных характеристик одного из наиболее перспективных протоколов генерации ключей — протокола ZRTP [6, 7].

Поскольку протокол ZRTP работает сразу после завершения работы протокола сигнализации, время установления защищенного соединения увеличивается на величину времени выполнения протокола ZRTP. Пример установления соединения в защищенном режиме представлен на рис. 2, б.

При работе по идеальному каналу связи протоколы SIP/ZRTP будут иметь фиксированное время выполнения, равное сумме времен, необходимых для каждой итерации протокола, но при наличии задержек и ошибок в канале связи время выполнения будет случайной величиной. Поскольку время установления соединения в телефонной связи является нормированной величиной, задача оценки вероятностно-временных характеристик протокола ZRTP по каналам с задержками и ошибками является актуальной задачей, которая решается в данной статье.

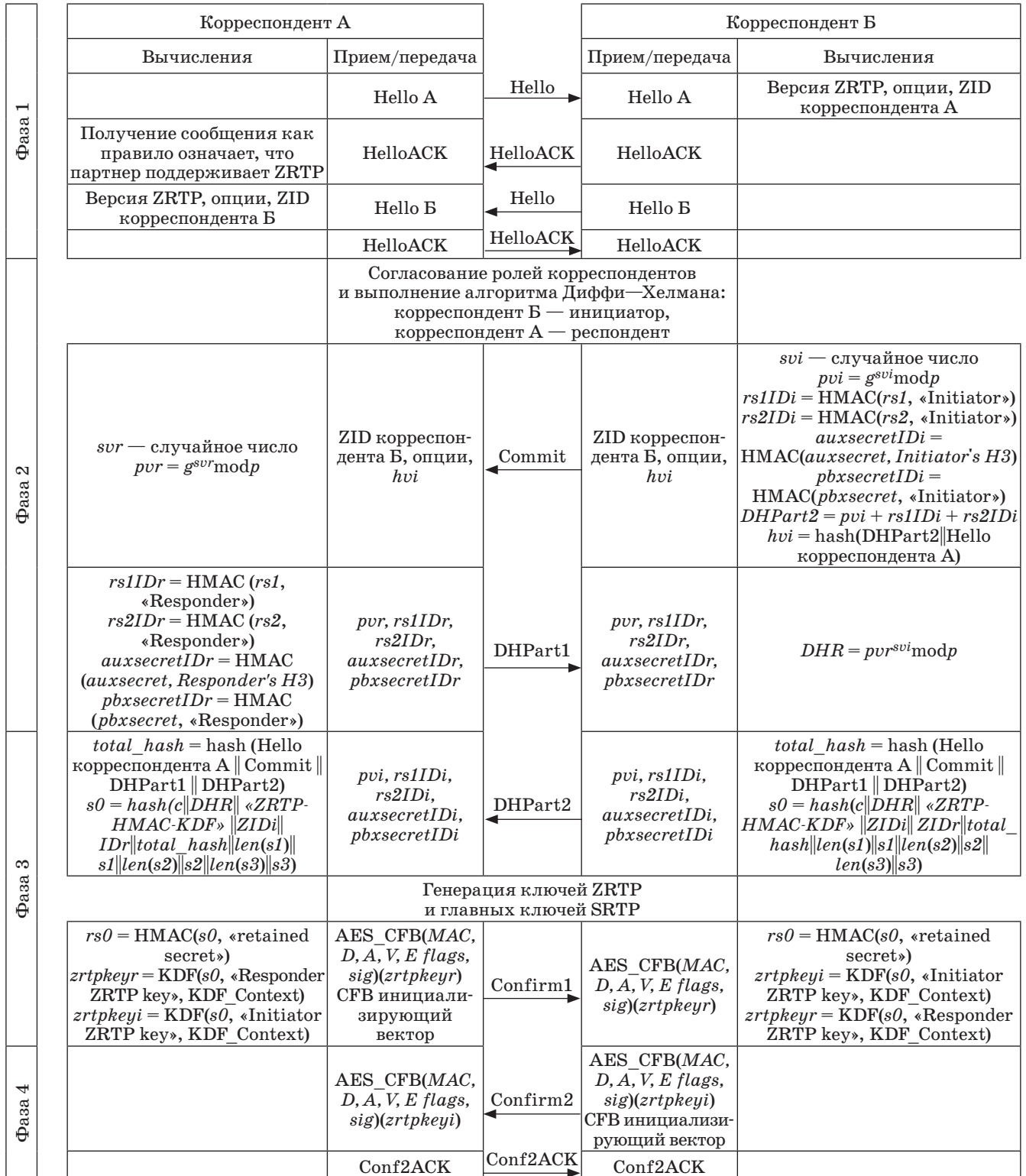
### Параметры, определяющие вероятностно-временные характеристики протокола ZRTP

Протокол ZRTP реализует функции генерации ключевых параметров SRTP сессии, аутентификации корреспондентов, обеспечения конфи-



денциальности обмена сообщениями протокола, защиты от атаки вторжения посередине (Man In The Middle — MITM). Эти задачи решаются последовательно (рис. 3).

Особенностью протокола является передача сообщений протокола внутри RTP-пакетов при сохранении их совместимости с RTP\AVP (Audio and Video Payload) профилем. В этом случае ZRTP-



■ Рис. 3. Диаграмма взаимодействия корреспондентов при выполнении протокола ZRTP

несовместимым устройством ZRTP-пакеты просто отклоняются и не влияют на установленное соединение, которое будет продолжено в незащищенном режиме. Параметры сообщений представлены в табл. 1 [7].

Протокол требует операции определения сторон — инициатора и отвечающего (респондента), поэтому она выполняется на первой фазе протокола, когда корреспонденты обмениваются сообщениями Hello. Эти сообщения содержат информацию о поддерживаемых партнерами протоколах для определения возможности использовать SRTP: поддерживаемых алгоритмах хеширования, алгоритмах шифрования, типах аутентификационных тегов, протоколах согласования ключей и др. Предусмотрена повторная передача сообщения Hello до 20 раз, после чего принимается решение о невозможности продолжать выполнение протокола ZRTP и устанавливать сессию в защищенном режиме. Повторная передача данного сообщения производится с задержкой переменной величины 50, 100, 200 мс, причем, начиная с четвертой передачи, задержка имеет постоянную величину 200 мс. Каждое принятое сообщение Hello подтверждается ответным сообщением HelloACK. Для перехода протокола в следу-

ющую фазу оба корреспондента должны получить сообщение Hello и хотя бы один из корреспондентов должен получить сообщение HelloACK. Корреспондент, получивший сообщение HelloACK, принимает на себя роль инициатора сессии.

Перед началом второй фазы каждый из корреспондентов генерирует свое случайное число и производит вычисление DH:

$$\begin{aligned} \text{первый корреспондент: } pvi &= g^{svi} \bmod(p); \\ \text{второй корреспондент: } pvr &= g^{svr} \bmod(p), \end{aligned}$$

где  $svi$  и  $svr$  — случайные числа, закрытые ключи инициатора и респондента для алгоритма Диффи — Хелмана.

После этого корреспонденты подготавливают сообщение DHPart1/DHPart2 и формируют параметр  $hvi$  как укороченную до 256 бит хеш-функцию от конкатенации DHPart1/DHPart2 и сообщения Hello корреспондента:

$$hvi = \text{hash}(\text{DHPart1 or DHPart2} \parallel \text{Hello}).$$

Параметр  $hvi$  предназначен для проверки правильности аутентификации и подтверждения выбора инициатора. Он передается в составе сообщения Commit.

Инициатор первым посылает сообщение Commit. В том случае если оба устройства выбирают роль инициатора и одновременно посылают сообщение Commit, сравнивается значение хеша  $hvi$ . Тот, у кого значение  $hvi$  будет больше, принимает роль инициатора.

Протоколом предусмотрена повторная передача данного сообщения до 10 раз, после чего также принимается решение о невозможности продолжать выполнение протокола ZRTP и устанавливать сессию в защищенном режиме. Повторная передача сообщения Commit производится с задержкой, величина которой имеет переменное значение 150, 300, 600, 1200 мс, причем, начиная с четвертой передачи, задержка имеет постоянную величину 1200 мс. Каждое принятое сообщение Commit подтверждается сообщением DHPart1, после приема которого передача Commit прекращается.

В результате обмена открытыми сообщениями DHPart1 и DHPart2 формируются секретные ключи для SRTP-сессии. При этом для защиты от атаки MITM-протокол позволяет использовать данные предыдущих соединений. Для этого используется специальная таблица в памяти устройств, поддерживающих ZRTP-протокол, индексированная по ZID респондента.

Оба корреспондента используют полученные открытые ключи  $pvi$  и  $pvr$  для расчета результирующего ключа обмена Диффи — Хелмана. При

■ Таблица 1. Параметры сообщений протокола ZRTP

Назначение сообщения	Обозначение	Полная длина UDP-пакета, бит	Подтверждение	Число повторных передач (max)
Согласование параметров и возможностей корреспондентов	Hello	1392	Нужно	20
Подтверждение получения Hello-сообщения	HelloACK	650	Нет	
Согласования хеш-функций $hvi$	Commit	1392	Нужно	10
Первое сообщение обмена ключами Диффи — Хелмана	DHPart1	4208	Нет	
Второе сообщение обмена ключами Диффи — Хелмана	DHPart2	4208	Нужно	10
Подтверждение обмена с применением сгенерированного общего ключа	Confirm1	1072	Нет	
Подтверждение обмена с применением сгенерированного общего ключа	Confirm2	1072	Нужно	10
Подтверждение Confirm2	Conf2ACK	560	Нет	

обмене в сообщениях передаются рассчитанный ранее  $pvi/pvr$  и хеш-функции значений регистров данных, распределенных в предыдущей сессии.

Корреспонденты сверяют полученные в сообщениях значения регистров данных, распределенных в предыдущей сессии, со значениями, рассчитанными локально.

Протоколом предусмотрена повторная передача сообщения DHPart2 до 10 раз, после чего также принимается решение о невозможности продолжать выполнение протокола ZRTP и устанавливать сессию в защищенном режиме. Повторная передача сообщения DHPart2 производится с задержкой, величина которой имеет переменное значение 150, 300, 600, 1200 мс, причем, начиная с четвертой передачи, задержка имеет постоянную величину 1200 мс. Каждое принятое сообщение DHPart2 подтверждается сообщением Confirm, после приема которого передача DHPart2 прекращается.

Для подтверждения успешного формирования секретных ключей происходит обмен сообщениями Confirm1 и Confirm2, которые содержат зашифрованное с помощью Advanced Encryption Standard в режиме Cipher FeedBack (AES CFB) сообщение, передающее несколько флагов и параметров, включая время действия нового сгенерированного ключа, а также некоторые служебные флаги и опциональные цифровые подписи. Для шифрования используются ключи, рассчитанные на предыдущей фазе протокола.

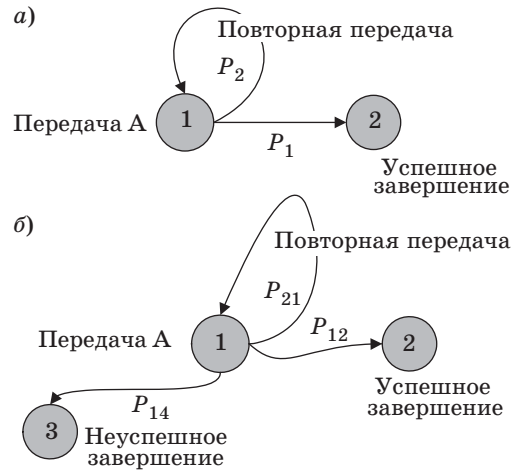
Протокол считается завершенным, когда респондент отправляет сообщение Conf2ACT или первый SRTP-пакет с верным тегом аутентификации.

**Математическая модель протокола и оценка вероятностно-временных характеристик**

Исследуя работу протокола ZRTP в канале связи с ошибками, имеет смысл оценивать такие характеристики протокола, как зависимость среднего времени выполнения от вероятности ошибки в канале связи и вероятность успешного завершения протокола. Анализ проводится для дискретного канала без памяти, параметром которого является вероятность ошибки  $p_0$ .

Для анализа вероятностно-временных характеристик (ВВХ) протокола целесообразно использовать апробированный метод вероятностных графов [8].

Граф, описывающий переход из начального состояния протокола ZRTP в состояние завершения первого этапа первой фазы при неограниченном числе передач одного сообщения Hello, имеет вид, представленный на рис. 4, а. Производящая функция такого вероятностного графа



■ Рис. 4. Граф передачи сообщения Hello при бесконечном (а) и конечном (б) числе повторов

$$f(z) = \sum_{i=1}^v P_i z^{t_i}$$

где  $P_i$  — вероятность перехода из первого состояния во второе;  $t_i$  — время, необходимое для перехода.

При расчете времени перехода от одной вершины графа к другой необходимо учитывать как время передачи сообщения протокола передачи, так и задержки, вызванные ожиданием перед передачей сообщения, которые также зависят от номера итерации, при этом производящие функции переходов имеют вид:

$$f_1 = p_1 x^{a_1}$$

где  $p_1$  — вероятность успешного приема сообщения респондентом;  $a_1$  — время передачи сообщения, которое определяется длиной передаваемого сообщения и скоростью передачи;

$$f_2 = p_2 x^{a_2}$$

где  $p_2$  — вероятность неуспешного приема сообщения респондентом;  $a_2$  — время ожидания перед повторной передачей сообщения.

Тогда производящая функция графа

$$\begin{aligned} f_{12p} &= p_1 x^{a_1} + p_1 x^{a_1} p_2 x^{a_2} + \dots + p_1 x^{a_1} (p_2 x^{a_2})^i + \dots = \\ &= f_1 + f_1 f_2 + \dots + f_1 f_2^i + \dots = \frac{f_1}{1 - f_2} \end{aligned}$$

Однако в протоколе с конечным числом передач в графе (см. рис. 4, а) добавляется третье состояние неуспешного завершения (рис. 4, б).

Определим производящую функцию, учитывающую конечное число повторов, равное  $k$ . Поскольку общая производящая функция имеет вид

$$\begin{aligned} f_{12p} &= p_1 x^{a_1} + p_1 x^{a_1} p_2 x^{a_2} + \dots + p_1 x^{a_1} (p_2 x^{a_2})^k + \\ &+ (p_1 x^{a_2}) (p_2 x^{a_2})^{k+1} \dots + p_1 x^{a_1} (p_2 x^{a_2})^i + \dots \end{aligned}$$

то производящая функция перехода из точки 1 в точку 2 записывается как

$$f_{12} = p_1 x^{a_1} (1 + p_2 x^{a_2} + (p_2 x^{a_2})^2 + \dots + (p_2 x^{a_2})^k).$$

В случае с одинаковым временем задержки повтора

$$f_{12} = p x^{a_1} \sum_{i=0}^k (p_2 x^{a_2})^i,$$

сумма  $k + 1$  первых членов может быть также определена как

$$f_{12} = \frac{f_1 (f_2^{k+1} - 1)}{(f_2 - 1)}. \quad (1)$$

Тогда производящая функция перехода из точки 1 в точку 3

$$\begin{aligned} f_{13} &= p_1 x^{a_1} (p_2 x^{a_2})^{k+1} + \dots + p_1 x^{a_1} (p_2 x^{a_2})^i + \dots = \\ &= p_1 x^{a_1} (p_2 x^{a_2})^{k+1} (1 + \dots + 1(p_2 x^{a_2})^{i-(k+1)} + \dots) = \\ &= p_1 x^{a_1} \frac{(p_2 x^{a_2})^{k+1}}{1 - p_2 x^{a_2}} = \frac{f_2^{k+1} f_1}{(1 - f_2)}. \end{aligned}$$

Среднее время перехода из точки 1 в точку 2 определяется соотношением

$$T_{10} = \frac{df_{12}}{dx} (x=1). \quad (2)$$

Рассмотрим случай, когда времена ожидания при повторе сообщения  $a_{2i}$  будут разными. Производящая функция при этом будет иметь вид

$$f_{12} = p_1 x^{a_1} + p_1 x^{a_1} p_2 x^{a_2} + \dots + p_1 x^{a_1} (p_2 x^{a_2})^k + p_1 x^{a_1} (p_2 x^{a_2(k+1)})^{k+1} \dots p_1 x^{a_1} (p_2 x^{a_2(k+n)})^{k+i}.$$

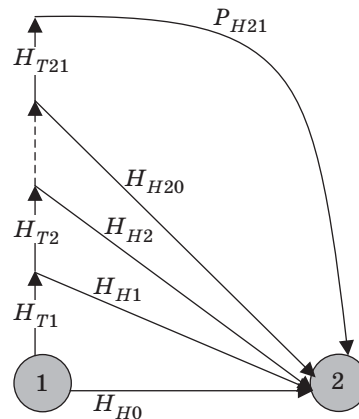
Поскольку при переменном времени эта производящая функция не является геометрическим рядом, к ней не применимо соотношение (1).

Пусть времена  $a_{21} \dots a_{2(m-1)}$  выполнения повторов 1 ...  $(m - 1)$  разные,  $a_{2m} \dots a_{2k}$  — одинаковые. Тогда производящая функция перехода из точки 1 в точку 2 определяется выражением

$$\begin{aligned} f_{12} &= p_1 x^{a_1} \sum_{i=1}^{m-1} (p_2 x^{a_2})^i + \\ &+ p_1 x^{a_1} (p_2 x^{a_2})^m \frac{[(p_2 x^{a_2})^{k-m+1} - 1]}{(p_2 x^{a_2} - 1)}. \quad (3) \end{aligned}$$

Составим полный вероятностный граф для первой фазы протокола ZRTP с переменным временем ожидания (рис. 5) и определим следующие параметры:

$T_{HA}$  — время формирования и передачи сообщения Hello корреспондентом А;



■ Рис. 5. Полный вероятностный граф передачи сообщения Hello

$T_{ож}$  — время ожидания при передаче сообщения Hello, которое выжидает корреспондент между повторными передачами сообщения;

$l$  — размер пакета, передаваемого по каналу связи;

$p_0$  — вероятность битовой ошибки в канале связи.

При определении производящей функции передачи одного сообщения Hello первой фазы протокола учтем следующие особенности:

— повтор сообщения Hello производится только 20 раз, причем  $T_{ож}$  будет изменяться по закону

$$T_{Hi}(l) = \begin{cases} 0, & \text{if } i = 0 \\ 0,05, & \text{if } i = 1 \\ 0,1, & \text{if } i = 2 \\ 0,2, & \text{if } i \geq 3 \end{cases}$$

Также введем допущение, что доставка сообщения Hello не подтверждается сообщением HelloACK.

При таких условиях производящая функция первой фазы протокола передачи одного сообщения Hello будет иметь вид

$$F(p_0) = H_{H0} + H_{H1} + \dots + H_{H20} + H_{T21}, \quad (4)$$

где  $H_{H0} = (1 - (1 - p_0)^l) x^{T_{HA}}$  — производящая функция ветви безошибочной передачи сообщения Hello при первой передаче сообщения;  $T_{HA} = l/c$  ( $c$  — скорость канала связи);

$H_{H1} = (1 - (1 - p_0)^l)^2 x^{T_{HA} + T_{\infty}}$  — производящая функция, определяющая ветвь безошибочной передачи сообщения Hello при первой повторной передаче;

$H_{H(i)} = (1 - (1 - p_0)^l)^i x^{T_{HA} + iT_{\infty}}$  — производящая функция, определяющая ветвь безошибочной передачи сообщения Hello при  $i$ -й повторной передаче сообщения;



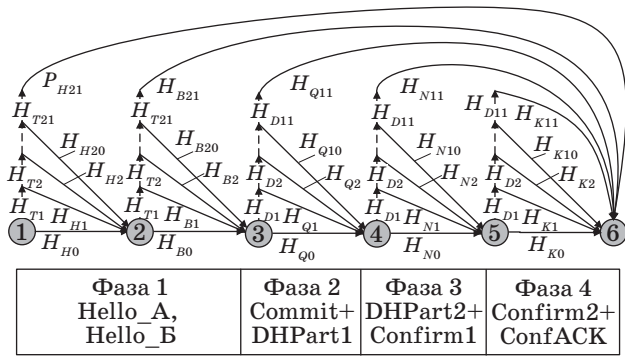


Рис. 6. Вероятностный граф протокола ZRTP

$H_{H21} = P_{\text{ост}} x^{T_{HA} + 20T_{\text{ae}}}$  — производящая функция, определяющая ветвь безуспешной передачи сообщения после 20 повторных передач сообщения, где  $P_{\text{ост}}$  отражает вероятность, что сообщение Hello не было передано за 20 попыток.

Для составления полного вероятностного графа работы протокола ZRTP (рис. 6) воспользуемся диаграммой взаимодействия (см. рис. 3).

Для получения необходимых оценок в соответствии со статьей [8] граф разбивается на ветви, характеризующие успешное и неуспешное выполнение протокола в каждой фазе и затем упрощается для определения полной производящей функции протокола. Производящая функция упрощенного графа (рис. 7) используется для оценки среднего времени успешного завершения протокола.

Производящая функция всего графа имеет вид

$$H_{\text{full}} = H_{H0\_20} \cdot H_{H0\_20} \cdot H_{Q0\_10} \cdot H_{N0\_10} \times \\ \times H_{K0\_10} + H_{T21} \cdot H_{H21} + H_{H0\_20} \times \\ \times (H_{T21} \cdot H_{H21} + H_{H0\_20} \cdot H_{D11} [H_{Q11} + \\ + H_{Q0\_10} \cdot (H_{N0\_10} \cdot H_{K11} + H_{M11})]).$$

Производящая функция ветви успешного завершения протокола имеет вид

$$H_{\text{success}} = H_{H0\_20} \cdot H_{H0\_20} \times \\ \times H_{Q0\_10} \cdot H_{N0\_10} \cdot H_{K0\_10}. \quad (5)$$

Производящая функция ветви неуспешного завершения протокола имеет вид

$$H_{\text{fail}} = H_{T21} \cdot H_{H21} + H_{H0\_20} \times \\ \times (H_{T21} \cdot H_{H21} + H_{H0\_20} \cdot H_{Q11} [H_{Q11} + \\ + H_{Q0\_10} \cdot (H_{N0\_10} \cdot H_{K11} + H_{M11})])$$

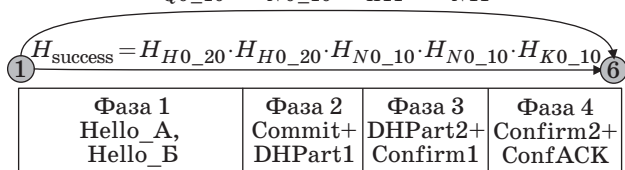


Рис. 7. Упрощенный вероятностный граф протокола ZRTP

$$H_{\text{fail}} = H_{T21} \cdot H_{H21} + H_{H0\_20} \cdot (H_{T21} \cdot H_{H21} + \\ + H_{H0\_20} \cdot H_{D11} [H_{Q11} + H_{Q0\_10} \times \\ \times (H_{N0\_10} \cdot H_{K11} + H_{M11})]).$$

На первом и втором этапе первой фазы протокола ZRTP, при передаче Hello от корреспондента А к корреспонденту Б и при передаче Hello от Б к А, сообщения имеют одинаковые параметры, поэтому передача сообщений для обоих этапов может быть представлена в виде одинаковых функций:

$$H_{H0\_20}(x, \rho_0) = \left[ \sum_{y=0}^{19} H_A(y, x, \rho_0) \left( \prod_{i=1}^y H_T(i, x) \right) \right] + \\ + H_{A\_i \text{ no}}(x, \rho_0) \prod_{i=0}^{20} H_T(i, x),$$

где производящая функция передачи сообщения с номером  $y$

$$H_A(y, x, \rho_0) = \left[ (1 - \rho_0)^{NH} x^{\frac{NH}{c}} \left[ 1 - (1 - \rho_0)^{NH} \right] x^{T_{Hi}(y)} \right]^y;$$

$$H_{A\_i \text{ no}}(x, \rho_0) = 1 - \left[ \sum_{y=0}^{19} [(1 - \rho_0)^{NH} [1 - (1 - \rho_0)^{NH}]^y] \right].$$

По аналогии определяются производящие функции для следующих фаз протокола:  $H_{Q0\_10}$  и  $H_{N0\_10}$  описывают передачу сообщений второй и третьей фазы протокола, а именно передачу Commit+DH1 и DH2+Confirm1 сообщений. Общая максимальная длина сообщений Commit+DH1 и DH2+Confirm1 составляет соответственно 5600 и 5280 бит. В связи с тем, что в фазах 2 — 4 определены иные времена ожидания, используется производящая функция  $H_D$  ветви ожидания перед повторной передачей сообщения в случае недоставки на предыдущей попытке:

$$H_D(i, x) = x^{T_{Di}(i)},$$

$$T_{Di}(i) = \begin{cases} 0, & \text{if } i = 0 \\ 0,15 & \text{if } i = 1 \\ 0,3 & \text{if } i = 2 \\ 0,6 & \text{if } i = 3 \\ 1,2 & \text{if } i \geq 4 \end{cases}$$

Аналогично определяется производящая функция  $H_K$  для четвертой фазы протокола, когда передаются сообщения Confirm2 + Confirm2ACK общим размером 1632 бит.

Для расчета среднего времени успешного завершения протокола в соответствии с (2) необходимо вычислить первую производную производя-

щей функции ветви успешного выполнения протокола (5) в точке  $x = 1$ .

Для вышеописанной модели был произведен расчет для работы протокола в каналах связи с разным значением вероятности ошибок и при различных величинах задержки пакетов. График зависимости среднего успешного времени выполнения протокола ZRTP представлен на рис. 8, а, а в канале с малой вероятностью ошибки — на рис. 8, б.

Вероятность успешного завершения определяется соотношением

$$P_{\text{success}} = H_{H0\_20}(x=1)H_{H0\_20}(x=1) \times H_{C0\_10}(x=1)H_{N0\_10}(x=1)H_{K0\_10}(x=1).$$

График зависимости вероятности успешного завершения протокола от вероятности ошибок в канале представлен на рис. 9.

### Экспериментальная оценка ВВХ протокола

Целью эксперимента является оценка влияния потери пакетов в канале передачи данных и задержки данных при передаче на качество речи, а также оценка среднего времени работы и вероятности успешного завершения протокола ZRTP.

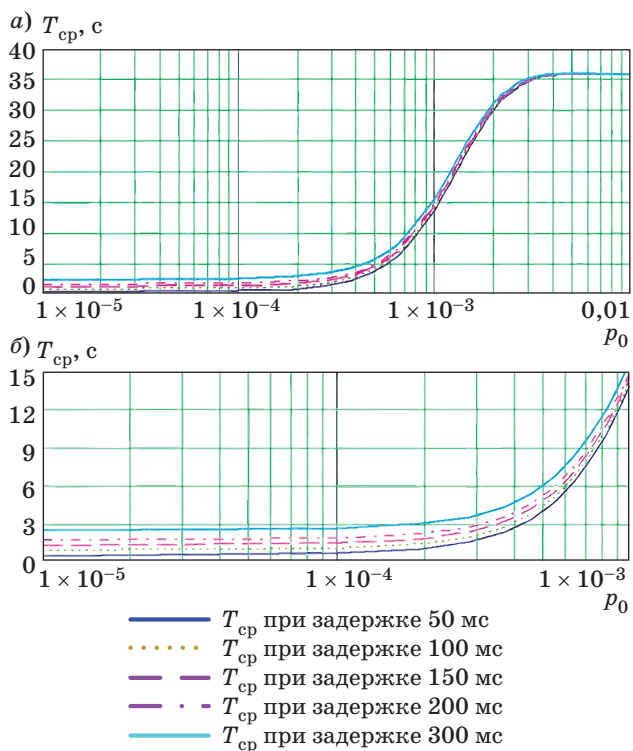
Экспериментальная установка (рис. 10) состоит из трех компьютеров, управляемого коммутатора, маршрутизатора на базе ОС FreeBSD. Маршрутизатор выполняет роль имитатора канала передачи данных, воспроизводя различные состояния канала связи, и позволяет задавать величины двух параметров канала связи: процента потерянных пакетов, передаваемых через порт маршрутизатора, а также задержки для передаваемых пакетов.

Для тестирования использовались персональные компьютеры.

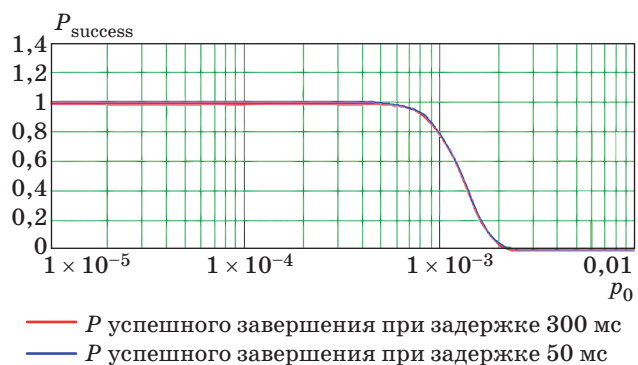
На компьютере ПК1 установлено ПО Wireshark, позволяющее перехватывать и анализировать пакеты, передаваемые между ПК2 и ПК3. Для реализации этой цели на управляемом коммутаторе включается функция зеркалирования портов.

На ПК2 и ПК3 устанавливаются программы — VoIP-клиент Phoner и VoIP-шлюз Zfone. Программа Phoner была выбрана в качестве VoIP-клиента, так как она имеет встроенную, настраиваемую поддержку ZRTP-протокола. Эта опция позволяет включать/выключать встроенный модуль ZRTP при проведении тестов.

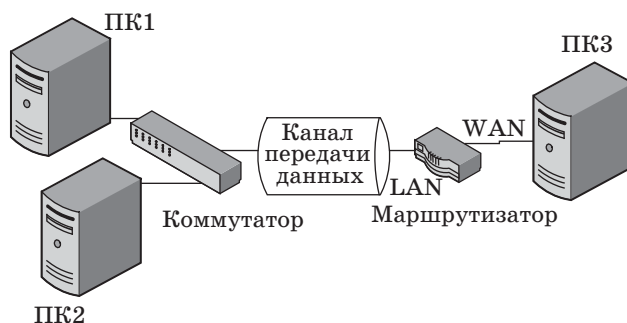
Zfone — программа, созданная Филипом Циммерманом, разработчиком протокола ZRTP. Фактически данная программа играет роль шлюза для RTP-пакетов, преобразуя их в SRTP, а также позволяет выполнять ZRTP-протокол между корреспондентами для генерации ключей. В случае



■ Рис. 8. Зависимость среднего времени выполнения протокола ZRTP от вероятности ошибки в канале с задержками пакетов на интервале  $10^{-5} \leq p_0 \leq 10^{-2}$  (а) и  $10^{-5} \leq p_0 \leq 10^{-3}$  (б)



■ Рис. 9. Зависимость вероятности успешного завершения протокола ZRTP от вероятности ошибки



■ Рис. 10. Схема экспериментальной установки

выключения опции поддержки ZRTP на Phoner и запуска программы Zfone ZRTP-протокол будет выполняться средствами программы Zfone, что позволит сравнить поведение протокола ZRTP в реализациях двух разных разработчиков.

Перед измерением на интерфейсе маршрутизатора устанавливались настройки: процент потерянных пакетов, задержка для передаваемых пакетов.

На ПК3 в программе Phoner был включен режим автоподнятия трубки с воспроизведением тестовой записи. При звонке с ПК2 на ПК3 на ПК2 автоматически включалась запись разговора и сохранялась тестовая запись в том виде и с тем качеством, с которым она была доступна пользователю.

Измерение проводилось в следующей последовательности:

1) устанавливались требуемые величины потери пакетов и задержки канала передачи данных на маршрутизаторе;

2) выполнялась проверка точности установки задержки и потери пакетов утилитой ring;

3) включался сетевой снифер на ПК1, совершался звонок ПК2–ПК3, сохранялся дамп и запись звонка;

4) по дампу определялось время работы ZRTP.

Как отмечалось ранее, работа протокола ZRTP может быть организована одним из двух способов:

1) параллельно с RTP, т. е. до окончания работы ZRTP RTP-трафик передается в открытом виде. По окончании работы ZRTP голосовой трафик передается зашифрованным в SRTP;

2) до RTP; как только между абонентами включается голосовой канал, ZRTP начинает работать, при этом блокируется передача RTP. Разговор между абонентами начинается по окончании ZRTP с использованием SRTP.

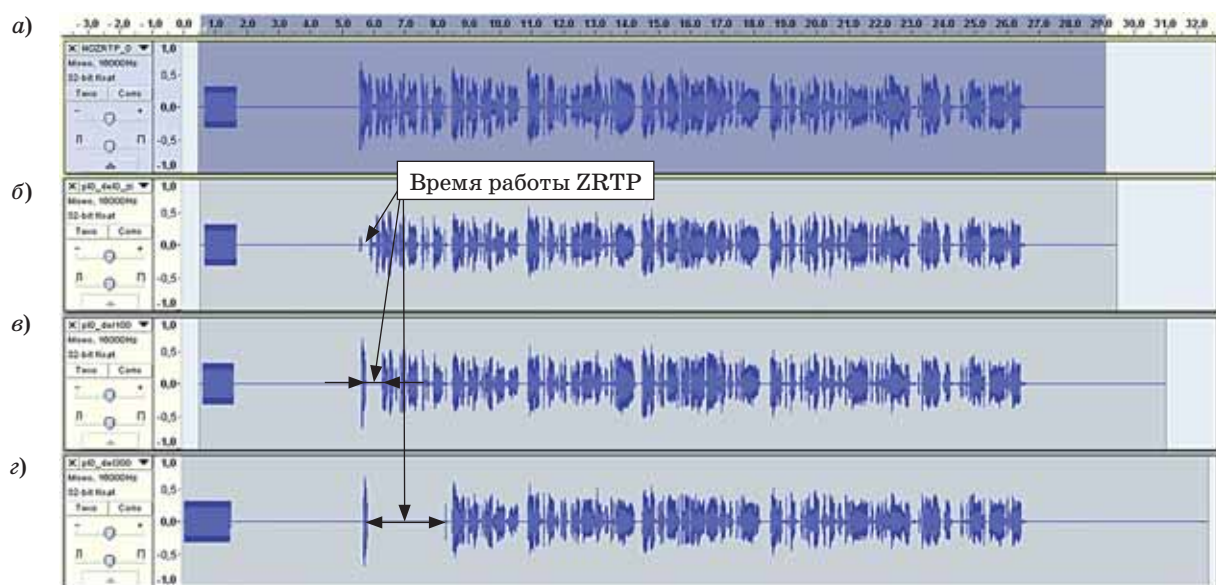
Программа Zfone реализует второй способ, поэтому работу ZRTP можно оценить также по голосовым диаграммам.

В качестве источника эталонного речевого сигнала (рис. 11) на одном из компьютеров был включен автоответчик, который диктует фразу «Нажмите 1, чтобы принять этот звонок; нажмите 2, чтобы отклонить его; нажмите 3, чтобы всегда принимать звонки с этого номера; нажмите 4, чтобы никогда не принимать звонки с этого номера; нажмите 5, чтобы сбрасывать звонки с этого номера и сообщить звонящему, чтобы он внес вас в список абонентов, „кому не надо звонить“».

На втором компьютере производилась запись принятого речевого сигнала.



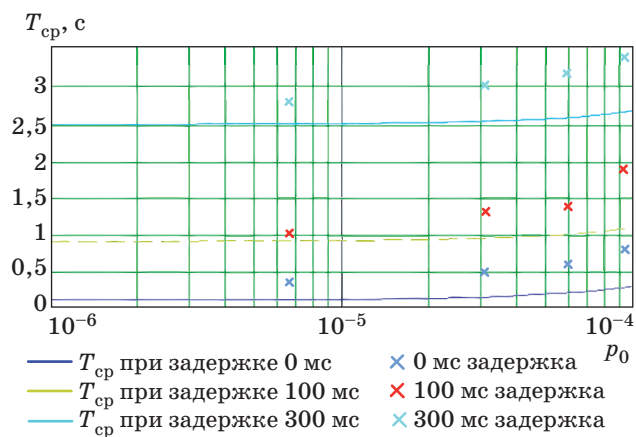
■ Рис. 11. Запись исходного речевого сообщения



■ Рис. 12. Записи принятого речевого сообщения с учетом влияния протокола ZRTP в реализации Zfone: а — при выключенном протоколе ZRTP; б — при передаче по каналу с односторонней задержкой 0 мс; в — при передаче по каналу с односторонней задержкой 100 мс; з — при передаче по каналу с односторонней задержкой 300 мс

■ **Таблица 2.** Результаты измерения времени выполнения протокола ZRTP

Задержка, мс	Время выполнения, с, при потерях, %			
	1	5	10	15
0	0,26	0,42	0,5	0,71
100	0,99	1,19	1,38	1,90
300	2,89	3,08	3,19	3,4
$p_0$	$5,8 \cdot 10^{-6}$	$2,9 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-5}$	$9,3 \cdot 10^{-5}$



■ **Рис. 13.** Сравнение теоретических расчетов и результатов измерений среднего времени работы протокола ZRTP

Голосовые дорожки при передаче тестового звука по схеме компьютер-компьютер с учетом работы протокола ZRTP показаны на рис. 12, а—г.

Результаты измерений для различных задержек и потери пакетов в канале связи приведены в табл. 2. Для устранения случайных погрешностей в таблицу вносились средние значения измеряемого времени по результатам 20 измерений. Очевидно, что в каналах связи с задержками вре-

мя выполнения протокола может возрастать до нескольких секунд. Например, для канала связи с задержкой 300 мс время выполнения протокола составляет около 3 с. При этом время начала защищенной передачи голоса между абонентами сдвигается на величину, равную времени работы протокола.

На рис. 13 представлены результаты сравнения времени выполнения протокола, полученные на основании теоретического анализа и экспериментальной оценки.

### Заключение

Исследование показывает, что среднее время работы протокола ZRTP определяется в основном величиной задержки сообщений в канале связи. Зависимость среднего времени работы протокола ZRTP от вероятности битовых ошибок в каналах хорошего и удовлетворительного качества слабо выражена, но существенно возрастает при увеличении вероятности ошибок свыше  $1 \cdot 10^{-4}$ .

Результаты экспериментальной оценки среднего времени работы протокола ZRTP подтверждают теоретические расчеты. Вместе с тем они несколько превышают расчетные величины, что обусловлено упрощениями, введенными при построении математической модели. Среднее время работы протокола ZRTP в каналах с задержкой более 200 мс превышает 1,5 с и в зависимости от используемого режима защищенной IP-телефонии приводит либо к потере соответствующего фрагмента речевого сообщения, либо к передаче этого фрагмента речи в незащищенном режиме.

Таким образом, имеются существенные предпосылки для совершенствования протокола ZRTP с целью снизить зависимости времени работы протокола от задержки в канале.

### Литература

1. RFC 3261 Session Initiation Protocol, 2002. <http://tools.ietf.org/html/rfc3261> (дата обращения: 18.09.2012).
2. RFC 3550. A Transport Protocol for Real-Time Applications, 2003. <http://www.ietf.org/rfc/rfc3550.txt> (дата обращения: 22.09.2012).
3. RFC 3711. The Secure Real-time Transport Protocol (SRTP), 2004. <http://www.ietf.org/rfc/rfc3711.txt> (дата обращения: 10.09.2012).
4. Menezes P. van Oorschot, S. Vanstone. Handbook of Applied Cryptography // CRC Press. 1996. P. 515–520, 522–524.
5. Bresciani R., Butterfield A. Formal security proof for the ZRTP Protocol // Intern. Conf. for Internet Technology and Secured Transactions, London, 9–12 Nov. 2009. ICITST, 2009. P. 1–6.
6. RFC 6189. ZRTP: Media Path Key Agreement for Unicast Secure, 2011. <http://tools.ietf.org/html/rfc6189> (дата обращения: 20.09.2012).
7. Ковцур М. М., Никитин В. Н., Юркин Д. В. Протоколы обеспечения безопасности VoIP-телефонии // Защита информации. Инсайд. 2012. № 3. С. 74–81.
8. Никитин В. Н., Юркин Д. В. Улучшение способов аутентификации для каналов связи с ошибками // Информационно-управляющие системы. 2010. № 6. С. 42–46.



УДК 621.391

## ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ И ПРЕДЕЛЬНАЯ ЧАСТОТНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ В СИСТЕМАХ С ДВУМЕРНЫМИ СИГНАЛАМИ М-КАМ, М-ФМ И М-АФМ

**Д. Л. Бураченко,**

канд. техн. наук, доцент

**Н. В. Савищенко,**

доктор техн. наук, профессор

Военная академия связи им. С. М. Буденного, г. Санкт-Петербург

Проведены исследования пропускной способности в дискретном и дискретно-непрерывном каналах связи. Оценена предельная частотно-энергетическая эффективность систем связи при использовании сигналов квадратурной амплитудной модуляции, фазовой модуляции и амплитудно-фазовой модуляции.

**Ключевые слова** — пропускная способность дискретного канала связи, пропускная способность дискретно-непрерывного канала связи, частотно-энергетическая эффективность систем связи, сигнальные конструкции квадратурной амплитудной модуляции, сигнальные конструкции фазовой модуляции, сигнальные конструкции амплитудно-фазовой модуляции.

### Введение

Сравнение различных систем связи может быть осуществлено на основе показателей эффективности (частотной и энергетической), введенных Сандерсом [1]. Эта идея развита в работах А. Г. Зюко и В. Л. Банкет [2]. При сохранении общей идеи обозначения и функциональные зависимости между показателями могут различаться. Так, в работе [3] аналогичным образом вводится понятие плоскости «полоса — эффективность», которая характеризует зависимость  $R/F$  (нормированной к полосе пропускания скорости передачи) от отношения сигнал/шум  $E_{bc}/N_0$ .

Из теоремы кодирования, сформулированной К. Шенноном, следует, что можно получить сколь угодно малую вероятность ошибки, если скорость передачи информации будет меньше пропускной способности канала. Поэтому для определения потенциальных возможностей системы связи необходимо уметь вычислять пропускную способность каналов связи. Данная задача является не только важной, но и достаточно сложной. В статье приведены результаты ее решения для дискретного симметричного канала связи, в котором используются сигналы фазовой модуляции, а также для дискретно-непрерывного канала связи при использовании сигналов квадратур-

ной амплитудной модуляции (М-КАМ), фазовой модуляции (М-ФМ) и амплитудно-фазовой модуляции (М-АФМ).

### Основные обозначения и определения

Сигналы М-КАМ, М-ФМ и М-АФМ, предполагающие использование некоторой несущей частоты, принято называть полосовыми [3] сигналами, что учитывается в вводимых обозначениях, определениях и комментариях. Известно [4], что для моделей как  $T$ -финитных сигналов (занимающих теоретически неограниченную полосу частот), так и  $F$ -финитных сигналов Найквиста — Котельникова (имеющих теоретически неограниченную протяженность во времени), размерность пространства сигналов определяется равенством  $N = 2FT$ . В обоих случаях  $N$  есть число отличных от нуля комплексных коэффициентов обобщенного ряда Фурье (в их не прореженной последовательности длиной  $N$ ), которым представлен либо в базисе  $T$ -финитных гармонических функций, либо в базисе  $F$ -финитных функций Котельникова формируемый ансамбль из  $M$  полосовых сигналов.

При этом для  $T$ -финитных сигналов  $F = N/2T$  соответствует введенному Л. М. Финком [4] определению и понятию условной полосы частот. По-

нятие условной для  $T$ -финитных сигналов полосы частот  $F$  не вступает, по определению, как показано [4], в противоречие с теоретически неограниченной протяженностью их частотного спектра, являясь адекватной непротиворечивой мерой полосы частот, занимаемой системой сигналов, как в теоретических, так и в практических приложениях (фактически применяемой, например, при описании сигналов OFDM-систем).

Соответственно, применяемую для  $F$ -финитных сигналов величину  $T = N/2F$ , следуя Л. М. Финку, можно аналогично определить как условную длительность  $F$ -финитных сигналов, не вступая, по определению, в противоречие с теоретически неограниченной их протяженностью во времени.

Известно [1–3, 5], что энергетическая эффективность ( $\beta$ -эффективность) вычисляется на основе формулы  $\beta = \frac{R}{P_c/N_0}$ , где  $R$  — скорость пере-

дачи информации, бит/с;  $P_c$  — средняя мощность ансамбля из  $M$  сигналов, определяемая

как  $P_c = \sum_{r=0}^{M-1} P(r)P_r$ . Здесь, соответственно,  $P(r)$

и  $P_r$  есть априорная вероятность передачи и средняя на длительности  $T$  мощность сигнала  $s_r(t)$ ,  $r = \overline{0, M-1}$ ,  $t \in [0, T]$ , где  $M$  — число сигналов, используемых системой передачи;  $N_0$  — односторонняя спектральная плотность мощности аддитивного белого гауссова шума (АБГШ). В формуле для энергетической эффективности используется средняя мощность ансамбля из  $M$  сигналов, так как современные сигнальные конструкции строятся на основе как сферической, так и объемно-сферической упаковки, например сигналы  $M$ -КАМ или  $M$ -АФМ. Учитывая, что скорость передачи  $R = 1/T_b$ , где в реальных системах длительность одного бита (точнее, двоичного символа [3]) определяется как  $T_b = T/\log_2 M$ ,  $E_{bc} = P_c T_b$ ,  $h_{bc}^2 = E_{bc}/N_0$ , получаем, что  $\beta = 1/h_{bc}^2$  или  $\beta[\dot{a}\dot{A}] = -h_{bc}^2[\dot{a}\dot{A}]$ . Для вычисления конкретных значений  $\beta^*$  выбирается некоторый порог вероятности битовой ошибки  $P_b^*$ , и тогда  $h_{bc}^{2*} = \arg \left\{ P_b(h_{bc}^2) = P_b^* \right\}$ , следовательно,  $\beta^* = 1/h_{bc}^{2*}$  или, соответственно,  $\beta^*[\dot{a}\dot{A}] = -h_{bc}^{2*}[\dot{a}\dot{A}]$ .

Другой важный показатель эффективности системы передачи — частотный (спектральный) показатель  $\gamma = \frac{R}{F} \left[ \frac{\dot{a}\dot{e}\dot{o}}{\dot{n}\cdot\dot{A}\dot{O}} \right]$ , где  $F = N/2T$  — полоса частот, занимаемая в общем случае многомерным ( $N$ -мерным) сигналом, в рассматриваемых в работе случаях — двумерными ( $N = 2$ ) сигналами или  $M$ -ФМ, или  $M$ -КАМ, или  $M$ -АФМ, для которых  $F = 1/T$ .

В задачах, посвященных расчетам пропускной способности и предельной частотно-энергети-

ческой эффективности и их сопоставлениям с  $\beta$  и  $\gamma$  реальных систем, необходимо также ввести определения понятий предельной энергетической эффективности  $\beta_0 \triangleq \frac{C}{P_c/N_0} = \frac{C}{R} \frac{1}{h_{bc}^2}$  и предельной частотной эффективности  $\gamma_0 \triangleq \frac{C}{F} = \frac{C}{R} \gamma$ . Поскольку  $R < C$ , то очевидно, что  $\beta < \beta_0$  и  $\gamma < \gamma_0$ .

В тех случаях, когда при анализе сигналов не акцентируют внимание на форме сигнала (полосе частот, занимаемой сигналом), а ограничиваются анализом сигнальной конструкции с учетом числа сигналов  $M$  и их размерности  $N$ , удобнее использовать величину  $\gamma_N = \frac{R}{V_N} = \frac{R}{VN} = \frac{RT}{N} \left[ \frac{\dot{a}\dot{e}\dot{o}}{\dot{e}\dot{c}\dot{i} \dot{a}\dot{o}\dot{a}\dot{i} \dot{e}\dot{a}} \right]$ , где  $V_N = VN$  имеет размерность  $\left[ \frac{\dot{e}\dot{c}\dot{i} \dot{a}\dot{o}\dot{a}\dot{i} \dot{e}\dot{a}}{c} \right]$ . Пре-

дельное значение спектральной эффективности  $\gamma_N$  определяется исходя из того, что в этом случае

$\gamma_{N,0} = \frac{C}{V_N} = \frac{C^*}{N} = C_N$ , где  $C_N$  — информационная емкость канала связи, нормированная к размерности сигнального пространства. Таким образом:  $\gamma_0 = N\gamma_{N,0}$ .

Аналогично можно определить соответствующую предельную энергетическую эффективность как  $\beta_{N,0} = \frac{C_N}{E_N/N_0}$ , где  $E_N = E_c/N$  — средняя энергия, нормированная к размерности сигнального пространства. После несложных преобразований можно показать, что новая введенная предельная эффективность  $\beta_{N,0}$  совпадает с величиной  $\beta_0$ :

$$\beta_{N,0} = \frac{C^*}{P_c T/N_0} = \frac{C}{P_c/N_0} = \beta_0.$$

Предельная частотно-энергетическая эффективность ( $\beta_0, \gamma_0$ ) или ( $\beta_{N,0}, \gamma_{N,0}$ ), по определению, соответствует оптимальному согласованию канала связи и источника сообщений. Другими словами, предельная частотно-энергетическая эффективность или максимальная эффективность использования частотного и энергетического ресурсов канала связи соответствует наилучшему обмену между энергетической и частотной эффективностями в канале связи за счет применения сколь угодно сложных методов кодирования и модуляции.

В качестве обобщенного показателя эффективности применяется коэффициент использования пропускной способности канала, называемый информационной эффективностью:  $\eta = R/C$ . Согласно теореме Шеннона, при соответствующих способах передачи (кодирования и модуляции) и приема (демодуляции и декодирования) значение информационной эффективности может быть сделано сколь угодно близким к единице. При

этом вероятность ошибки может быть сколь угодно малой. В результате из формулы Шеннона для пропускной способности непрерывного канала с АБГШ  $C^{\dot{\epsilon}} = F \log_2 \left( 1 + \frac{P_c}{N_0 F} \right)$  получаем предельную зависимость между показателями эффективности:  $\beta_0 = \gamma_0 / (2^{\gamma_0} - 1)$ . При этом  $\lim_{\gamma_0 \rightarrow 0} \beta_0 = 1 / \ln 2$  (1,592 дБ). Эта зависимость называется пределом Шеннона и используется для сравнения между собой различных реальных систем, каждой из которых соответствует конкретная точка  $(\beta^*, \gamma^*)$  на плоскости  $\beta\gamma$ . Получаемые точки, очевидно, располагаются ниже предела Шеннона. При этом в зависимости о целей можно осуществлять максимизацию либо энергетической, либо частотной (спектральной) эффективности, либо максимизацию (улучшение) по двум показателям эффективности.

**Расчет пропускной способности дискретного канала связи**

Рассмотрим канал с детерминированными параметрами и АБГШ. Предположим, что задана система сигналов с  $M$ -ФМ. Определим для этого случая одномерные условные вероятности при оптимальном (соответствующем правилу максимального правдоподобия) когерентном приеме  $\pi_{ij} = P(r_j^* / r_i) = P(r_i \rightarrow r_j^*)$ , где  $\{r_i\}$ ,  $i = \overline{0, M-1}$  — множество входных, а  $\{r_j^*\}$ ,  $j = \overline{0, M-1}$  — множество выходных сигналов. Тем самым найдем матрицу переходных вероятностей  $\Pi = [\pi_{ij}]$ . Полученная матрица может быть применена для решения широкого класса задач, например, для вычисления пропускной способности дискретного канала, вероятностей ошибки на символ или на бит при произвольном манипуляционном коде, определения среднеквадратичной ошибки приема непрерывных сообщений в цифровых системах передачи и т. д.

*Матрица переходных вероятностей.* Используя результаты работы [5, 6], нетрудно убедиться, что при  $j = \overline{0, M-1}$  одномерные условные вероятности для  $M$ -ФМ

$$\pi_{00} = \pi_{jj} = 1 - Q \left( \sqrt{2h_n^2} \sin \frac{\pi}{M} \right) - 2T \left( \sqrt{2h_n^2} \sin \frac{\pi}{M}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{M} \right). \quad (1a)$$

Здесь  $h_c^2 = \frac{P_c T}{N_0}$  при  $N = 2FT = 2$  и использовании базисной функции Найквиста — Котельникова с коэффициентом сглаживания  $\alpha_0 = 0$ . Тогда  $V = 1/T = F$  и  $h_c^2 = \frac{P_c T}{N_0} = \frac{P_c}{N_0 V} = \frac{P_c}{N_0 F}$ .

Кроме этого, если  $j = \overline{1, \frac{M-1}{2}}$  при  $M$ -четных или  $j = \overline{1, \frac{M-1}{2}}$  при  $M$ -нечетных:

$$\pi_{0j} = \frac{1}{2} \left\{ Q \left( \sqrt{2h_m^2} \sin \frac{(2j-1)\pi}{M} \right) - Q \left( \sqrt{2h_m^2} \sin \frac{(2j+1)\pi}{M} \right) \right\} + \left\{ T \left( \sqrt{2h_m^2} \sin \frac{(2j-1)\pi}{M}, \operatorname{ctg} \frac{(2j-1)\pi}{M} \right) - T \left( \sqrt{2h_m^2} \sin \frac{(2j+1)\pi}{M}, \operatorname{ctg} \frac{(2j+1)\pi}{M} \right) \right\}; \quad (1a)$$

$$\pi_{0, M/2} = Q \left( \sqrt{2h_m^2} \sin \frac{\pi}{M} \right) - 2T \left( \sqrt{2h_m^2} \sin \frac{\pi}{M}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{M} \right), \quad (1b)$$

а при  $j = \overline{\frac{M}{2} + 1, M-1}$  при  $M$ -четных или  $j = \overline{\frac{M+1}{2}, M-1}$  при  $M$ -нечетных:

$$\pi_{0j} = \pi_{0, M-j}. \quad (1g)$$

Выражение (1b) используется только при четном значении  $M$ . Здесь  $h_c^2 = E_c / N_0 = P_c T / N_0$ ,  $E_c$  и  $P_c$  — соответственно значения средней энергии и мощности сигналов  $M$ -ФМ,  $N_0$  — односторонняя спектральная плотность АБГШ;

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} \exp \left( -\frac{t^2}{2} \right) dt$$

и

$$T(v, a) = \frac{1}{2\pi} \int_0^a \exp \left[ -\frac{v^2}{2} (1+t^2) \right] \frac{1}{1+t^2} dt$$

— соответственно функция Гаусса и функция Оуэна [2, 5], где  $v \geq 0$ ,  $a \geq 0$ .

Пусть

$$Q_\alpha \equiv Q \left( \sqrt{2h_n^2} \sin \frac{\alpha\pi}{M} \right), \quad T_\alpha \equiv T \left( \sqrt{2h_n^2} \sin \frac{\alpha\pi}{M}, \operatorname{ctg} \frac{\alpha\pi}{M} \right).$$

Заметим, что сумма элементов первой строки равна единице. Действительно, при четном  $M$  (аналогичные вычисления и для нечетных  $M$ )

$$\sum_{j=0}^{M-1} \pi_{0j} = \pi_{00} + \pi_{0, M/2} + 2 \sum_{j=0}^{M/2-1} \pi_{0j} = 1 - 4T_1 + 2 \sum_{j=0}^{M/2-1} \left( T_{2j-1} - T_{2j+1} + \frac{1}{2} [Q_{2j-1} - Q_{2j+1}] \right) = 1.$$

Используя геометрическое представление сигналов  $M$ -ФМ, можно убедиться, что матрица переходных вероятностей относится к классу матриц теплицева типа и является симметричной относительно двух диагоналей, в частности,  $\pi_{ij} = \pi_{ji}$ ,  $i, j = \overline{0, M-1}$ ,  $\pi_{ij} = \pi_{0, |i-j|}$ ,  $i, j = \overline{1, M/2-1}$ :

$$\mathbf{\Pi} = \begin{pmatrix} \pi_{00} & \pi_{01} & \pi_{02} & \dots & \pi_{0, M-1} \\ \pi_{01} & \pi_{00} & \pi_{01} & \dots & \pi_{0, M-2} \\ \pi_{02} & \pi_{01} & \pi_{00} & \dots & \pi_{0, M-3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \pi_{0, M-1} & \pi_{0, M-2} & \pi_{0, M-3} & \dots & \pi_{00} \end{pmatrix}.$$

*Пропускная способность дискретного канала.* Одномерные условные вероятности задают данный канал. Известно, что дискретный канал называется симметричным по входу, если все строки матрицы переходных вероятностей  $\mathbf{\Pi}$  образованы перестановками элементов первой строки, и симметричным по выходу, если все столбцы матрицы  $\mathbf{\Pi}$  образованы перестановками элементов первого столбца [7]. Дискретный канал называется симметричным, если он симметричен и по входу, и по выходу. Используя свойства матрицы переходных вероятностей  $\mathbf{\Pi}$ , получаем, что данный дискретный канал является симметричным. В этом случае информационная емкость симметричного дискретного канала без памяти [7]

$$C^* = \log_2 M + \sum_{j=0}^{M-1} \pi_{0j} \log_2 \pi_{0j} [\text{бит}/\text{с}], \quad (2)$$

где  $\pi_{0j}$  — элементы первой строки матрицы переходных вероятностей. Пропускная способность канала  $C^{\text{д.к.}} = VC^*$  [бит/с], где  $V = 1/T$  [символ/с] — скорость передачи символов по каналу связи.

*Свойства пропускной способности дискретного канала с учетом свойств непрерывного канала.* В данном случае известно, что используются сигналы  $M$ -ФМ, оптимальный когерентный прием и, следовательно, для расчета пропускной способности можно применять (1) и (2). При фиксированных значениях  $P_c$ ,  $N_0$  и  $M$  можно так изменять скорость передачи  $V$  и, соответственно, длительность канальных символов  $T$ , что будет обеспечиваться наибольшая пропускная способность канала связи  $C$  в единицу времени. Таким образом, данная задача может быть формально записана как [4, 8]

$$C_{\infty}^{\text{д.к.}} \triangleq \max_V C(V) = \max_{h_{\bar{n}}^2} C\left(\frac{P_{\bar{n}}}{h_{\bar{n}}^2 N_0}\right) = \frac{P_{\bar{n}}}{N_0} \max_{h_{\bar{n}}^2} \frac{1}{h_{\bar{n}}^2} \left\{ \log_2 M + \sum_{j=0}^{M-1} \pi_{0j} \log_2 \pi_{0j} \right\}, \quad (3)$$

так как  $V = P_{\bar{n}}/h_{\bar{n}}^2 N_0$ . Здесь и далее используем два вида обозначений:  $C(V) = C(V, M)$  и  $C_{\infty}^{\text{д.к.}} = C_{\infty}^{\text{д.к.}}(M)$ .

Анализируя выражения (1) и (2), можно прийти к выводу, что при уменьшении длительности сигнала  $T \rightarrow 0$  ( $V \rightarrow \infty$ ) пропускная способность монотонно возрастает, несмотря на уменьшение вели-

чины  $h_{\bar{n}}^2 = P_{\bar{n}} T/N_0 = P_{\bar{n}}/VN_0$  ( $h_{\bar{n}}^2 \rightarrow 0$  при  $V \rightarrow \infty$ ), т. е. пропускной способностью дискретного канала при указанных ограничениях следует [4] считать предел  $C_{\infty}^{\text{д.к.}} \triangleq \max_V C(V) = \lim_{V \rightarrow \infty} C(V) = \lim_{h_{\bar{n}}^2 \rightarrow 0} C(V)$ .

Максимум может быть найден аналитически, для чего в формулах (1), (2) используем асимптотические представления при  $x \rightarrow 0$ :

$$T(x, a) \cong \frac{\arctg(a)}{2\pi} + \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{x^{2k}}{(-2)^k k!} \left[ \sum_{j=0}^{k-1} C_j^{k-1} \frac{a^{2j+1}}{2j+1} \right] = \frac{\arctg(a)}{2\pi} - \frac{a}{4\pi} x^2 + \frac{1}{16\pi} \left( a + \frac{a^3}{3} \right) x^4 - \dots; \quad (4a)$$

$$Q(x) = \frac{1}{2} - \frac{x}{\sqrt{2\pi}} + \frac{x^3}{6\sqrt{2\pi}} - \dots \quad (4b)$$

Тогда

$$\max_V C(V) = \frac{P_{\bar{n}}}{N_0} \lim_{h_{\bar{n}}^2 \rightarrow 0} \frac{1}{h_{\bar{n}}^2} \times \left\{ \log_2 M + \sum_{j=0}^{M-1} \pi_{0j} \log_2 \pi_{0j} \right\}. \quad (5)$$

Легко проверить, что при  $h_{\bar{n}}^2 \rightarrow 0$ ,  $j = \overline{1, M/2-1}$ :

$$\pi_{00} \cong \frac{1}{M} + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sin \frac{\pi}{M} h_{\bar{n}} + \frac{1}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{M} h_{\bar{n}}^2 - \frac{1}{3\sqrt{\pi}} \sin^3 \frac{\pi}{M} h_{\bar{n}}^3 - \dots; \quad (6a)$$

$$\log_2 \pi_{00} \cong \frac{\sqrt{\pi}}{\ln 2} \text{sinc} \frac{\pi}{M} h_{\bar{n}} - \frac{\pi}{2 \ln 2} \text{sinc}^2 \frac{\pi}{M} h_{\bar{n}}^2 - \log_2 M; \quad (6b)$$

$$\pi_{0, M/2} \cong \frac{1}{M} - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sin \frac{\pi}{M} h_{\bar{n}} + \frac{1}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{M} h_{\bar{n}}^2 + \frac{1}{3\sqrt{\pi}} \sin^3 \frac{\pi}{M} h_{\bar{n}}^3 - \dots; \quad (6b)$$

$$\log_2 \pi_{0, M/2} \cong -\frac{\sqrt{\pi}}{\ln 2} \text{sinc} \frac{\pi}{M} h_{\bar{n}} - \frac{\pi}{2 \ln 2} \text{sinc}^2 \frac{\pi}{M} h_{\bar{n}}^2 - \log_2 M; \quad (6r)$$

$$\pi_{0j} \cong \frac{1}{M} + \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sin \frac{\pi}{M} \cos \frac{2\pi j}{M} h_{\bar{n}} + \frac{1}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{M} \cos \frac{4\pi j}{M} h_{\bar{n}}^2 + \frac{1}{6\sqrt{\pi}} \times \left( \sin^3 \frac{(2j-1)\pi}{M} - \sin^3 \frac{(2j+1)\pi}{M} \right) h_{\bar{n}}^3 + \dots; \quad (6d)$$

$$\log_2 \pi_{0j} \cong \frac{\sqrt{\pi}}{\ln 2} \text{sinc} \frac{\pi}{M} \cos \frac{2\pi j}{M} h_{\bar{n}} - \frac{\pi}{2 \ln 2} \text{sinc}^2 \frac{\pi}{M} \cos^2 \frac{2\pi j}{M} h_{\bar{n}}^2 - \log_2 M, \quad (6e)$$

где  $\text{sinc}(x) = \sin x/x$ .



Подставляя при  $M$  четных формулы (4), (6) в выражение

$$C^* = \log_2 M + \pi_{00} \log_2 \pi_{00} + \pi_{0, M/2} \log_2 \pi_{0, M/2} + 2 \sum_{j=1}^{M/2-1} \pi_{0j} \log_2 \pi_{0j},$$

а при нечетных  $M$  — в выражение

$$C^* = \log_2 M + \pi_{00} \log_2 \pi_{00} + 2 \sum_{j=1}^{(M-1)/2} \pi_{0j} \log_2 \pi_{0j}$$

и используя формулу

$$\sum_{k=1}^n \cos(k\phi) = \left( \sin \frac{2n+1}{2} \phi - \sin \frac{\phi}{2} \right) / 2 \sin \frac{\phi}{2},$$

нетрудно получить, что из (3), (5) следует

$$C_{\infty}^{\dot{a}, \dot{e}} \triangleq \lim_{V \rightarrow \infty} C(V) = \frac{\pi}{4 \ln 2} \operatorname{sinc}^2 \frac{\pi}{M} \frac{P_{\dot{n}}}{N_0}, \quad M = 2^K; \quad K = 2, 3, \dots; \quad (7a)$$

$$C_{\infty, M=2}^{\dot{a}, \dot{e}} \triangleq \lim_{V \rightarrow \infty} C(V) = \frac{2}{\pi \ln 2} \frac{P_c}{N_0}. \quad (7б)$$

Отметим, что

$$\frac{\lim_{M \rightarrow \infty} C_{\infty}^{\dot{a}, \dot{e}}(M)}{C_{\infty, M=2}^{\dot{a}, \dot{e}}} = \frac{\lim_{M \rightarrow \infty} \lim_{V \rightarrow \infty} C(V, M)}{\lim_{V \rightarrow \infty} C(V, M=2)} = \frac{\pi^2}{8} = 1,2337 \dots \quad (8)$$

Можно сделать несколько выводов.

Во-первых, переход от двоичных ФМ-сигналов к многопозиционным ФМ-сигналам при  $V \rightarrow \infty$  ( $F \rightarrow \infty$ ), т. е. при  $h_{\dot{n}} \rightarrow 0$ , увеличивает пропускную способность дискретного канала  $C_{\infty}^{\dot{a}, \dot{e}}(M)$  не более чем в  $\pi^2/8$  раз [при  $M \gg 1$  см. (8)], тогда как при  $h_{\dot{n}}^2 \gg 1$  и  $V = \text{const}(M)$  пропускная способность дискретного канала  $C_{\infty}^{\dot{a}, \dot{e}}(M)$  возрастает практически пропорционально  $\log_2 M$ .

Во-вторых, пропускная способность данного дискретного канала (при условии, что в непрерывном канале  $F \rightarrow \infty$ ) меньше в  $\frac{4}{\pi} \operatorname{sinc}^{-2} \frac{\pi}{M}$  при  $M > 3$  и в  $\frac{\pi}{2}$  при  $M = 2$  по сравнению с пропускной способностью  $C_{\infty}^{\dot{a}, \dot{e}}$ , соответствующей непрерывному каналу с АБГШ при  $F \rightarrow \infty$ :

$$C_{\infty}^{\dot{a}, \dot{e}} = \lim_{V \rightarrow \infty} C(V) = \frac{\pi}{4} \operatorname{sinc}^2 \frac{\pi}{M} C_{\infty}^{\dot{a}, \dot{e}}, \quad (9a)$$

где  $C_{\infty}^{\dot{a}, \dot{e}} = \lim_{F \rightarrow \infty} F \log_2 \left( 1 + \frac{P_{\dot{n}}}{N_0 F} \right) = \frac{1}{\ln 2} \frac{P_{\dot{n}}}{N_0}$ ;

$$\frac{C_{\infty}^{\dot{a}, \dot{e}}}{\lim_{M \rightarrow \infty} C_{\infty}^{\dot{a}, \dot{e}}(M)} = \frac{4}{\pi} = 1,273. \quad (9б)$$

Таким образом, при  $F \rightarrow \infty$ ,  $M \rightarrow \infty$  и неограниченной сложности корректирующего кодирования весьма существенное ограничение на выбор сигнальной конструкции (выражающееся в применении  $M$ -ФМ) уменьшает пропускную способность дискретного канала лишь в  $4/\pi = 1,273$  раза по сравнению со случаем, когда нет никаких ограничений на выбор сигнальных конструкций. Но полезнее сказать иначе: при передаче  $M$ -ичных сигналов по каналам с АБГШ отказ от декодирования с мягким решением практически преграждает пути повышения частотной и энергетической эффективности систем цифровой связи, проторенные достижениями искусства совершенствования сигнальных и сигнально-кодовых конструкций, т. е. искусства [9, 10] комбинирования (комплексирования) цифровой модуляции и корректирующих кодов.

В-третьих, выясняются ограничения на отношение сигнал/шум в  $C_{\infty}^{\dot{a}, \dot{e}}$  при заданной информационной скорости передачи  $R = 1/T_b$  и фиксированных значениях  $P_c, N_0$ . Из теоремы кодирования для дискретного канала следует, что существует метод кодирования и декодирования, при котором сообщения передаются по дискретному каналу (при условии, что в непрерывном канале  $F \rightarrow \infty$ ) со сколь угодно малой вероятностью ошибки, если

$$R = \frac{1}{T_b} < C \leq \max_V C(V) = \frac{\pi}{4 \ln 2} \operatorname{sinc}^2 \frac{\pi}{M} \frac{P_{\dot{n}}}{N_0}, \quad M \geq 3;$$

$$R = \frac{1}{T_b} < C \leq \max_V C(V) = \frac{2}{\pi \ln 2} \frac{P_c}{N_0}, \quad M = 2.$$

Тогда при  $M \geq 3$  и  $V \rightarrow \infty$  отношение энергии бита  $E_b$  к односторонней спектральной плотности АБГШ  $N_0$  должно удовлетворять неравенству

$$\frac{E_b}{N_0} \triangleq h_b^2 = \frac{P_m T_b}{N_0} > \frac{4}{\pi} \ln 2 \operatorname{sinc}^2 \frac{\pi}{M}, \quad M \geq 3;$$

$$\frac{E_b}{N_0} \triangleq h_b^2 > \frac{\pi}{2} \ln 2, \quad M = 2. \quad (10)$$

Таким образом, определено минимальное значение отношения  $E_b/N_0$ , при котором кодирование неограниченной сложности еще может обеспечить сколь угодно высокую верность приема:

$$\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{\min}^{\dot{a}, \dot{e}} \triangleq h_{b, \min, \dot{a}, \dot{e}}^2(M) = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \ln 2, & M = 2; \\ \frac{4}{\pi} \ln 2 \operatorname{sinc}^{-2} \left( \frac{\pi}{M} \right), & M = 2^K, K = 2, 3, \dots; \\ \frac{4}{\pi} \ln 2, & M \rightarrow \infty. \end{cases} \quad (11)$$

Потенциальные возможности применения сигнально-кодовых конструкций, основанных на совместном использовании  $M$ -ФМ и кодирования неограниченной сложности в дискретном канале, представлены соответственно в третьем и пятом столбцах (в децибелах — в четвертом и шестом столбцах) табл. 1, а потенциальные возможности применения сигналов  $M$ -ФМ без кодирования — в седьмом и восьмом столбцах.

Анализ табличных значений показывает, например, что при использовании помехоустойчивого кодирования с ростом позиционности  $M$  минимальное значение  $h_{b, M\min}^2$  уменьшается по сравнению с  $h_{b, 2\min}^2$  практически на 1 дБ, а без кодирования это значение неограниченно возрастает.

Вероятность ошибки в многопозиционном сигнале  $M$ -ФМ. Условные вероятности переходов можно использовать и для расчета вероятности ошибки. Приведем пример. Известно, что вероятность ошибки в символе равна

$$P_e = \sum_{r=0}^{M-1} \sum_{r^*=0}^{M-1} P(r)P(r^*/r) = \sum_{r=0}^{M-1} \sum_{r^*=0}^{M-1} P(r)\pi_{rr^*}.$$

Используя (1), нетрудно получить, что вероятность ошибки  $P_e$  в  $M$ -ичном символе двумерного сигнала  $M$ -ФМ

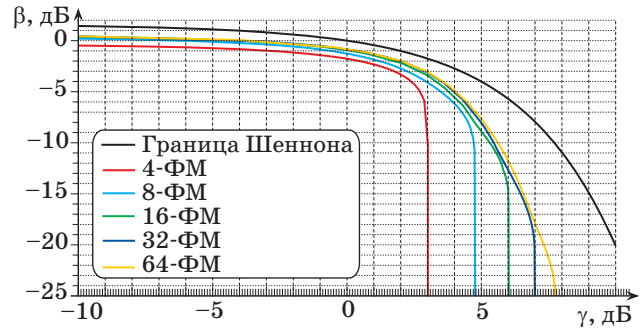
$$P_e = Q\left(\sqrt{2h_{\eta}^2} \sin \frac{\pi}{M}\right) + 2T\left(\sqrt{2h_{\eta}^2} \sin \frac{\pi}{M}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{M}\right). \quad (12)$$

Данная формула совпала с формулой, приведенной в работе [5].

По формулам (11), (12) можно определить максимально допустимое значение вероятности ошиб-

■ Таблица 1. Минимальные значения отношения сигнал/шум  $h_{b, \min}^2$  в дискретном канале связи при использовании сигналов  $M$ -ФМ,  $M = 2^K$

$K$	$M$	$h_{b, M\min}^2$	$h_{b, M\min}^2$ , дБ	$\left(\frac{h_{b, M\min}^2}{h_{b, 2\min}^2}\right)$	$\left(\frac{h_{b, M\min}^2}{h_{b, 2\min}^2}\right)$ , дБ	$h_{b, M}^2$ , дБ, для $P_b = 10^{-5}$	$\left(\frac{h_{b, M}^2}{h_{b, 2\min}^2}\right)$ , дБ, для $P_b = 10^{-5}$
1	2	3	4	5	6	7	8
1	2	1,089	0,369	1	0	9,588	0
2	4	1,089	0,369	1	0	9,588	0
3	8	0,929	-0,388	1,172	-0,688	12,972	3,384
4	16	0,894	-0,487	1,218	-0,856	17,436	7,848
5	32	0,885	-0,529	1,230	-0,898	22,335	12,747
6	64	0,883	-0,539	1,233	-0,909	27,461	17,873
8	256	0,883	-0,542	1,234	-0,912	38,100	28,513
12	4096	0,883	-0,543	1,234	-0,912	60,203	50,615



■ Рис. 1. Предельные кривые частотно-энергетической эффективности для дискретного канала, использующего режим с когерентной максимально-правдоподобной демодуляцией сигналов  $M$ -ФМ с точно известными постоянными параметрами на фоне АБГШ

ки (для заданной информационной скорости передачи), при которой кодирование неограниченной сложности еще может обеспечить сколь угодно высокую верность приема ( $M = 2^K$ ,  $K = 2, 3$ ):

$$P_e^{\max} = Q\left(\frac{2}{M}\sqrt{2\pi \ln M}\right) + 2T\left(\frac{2}{M}\sqrt{2\pi \ln M}, \operatorname{ctg} \frac{\pi}{M}\right),$$

а при  $M = 2$   $P_e^{\max} = Q(\sqrt{\pi \ln 2}) = 7,001697 \cdot 10^{-2}$  и совпадает с результатом, полученным в работах [4, 8]. Кроме этого,  $P_e^{\max}(M=4) = 1,351316 \cdot 10^{-1}$ ;  $P_e^{\max}(M=8) = 3,651832 \cdot 10^{-1}$  и при  $M \rightarrow \infty$  значение  $P_e^{\max} = 1 - \epsilon$  при  $\epsilon \rightarrow 0$ .

Если для заданной информационной скорости передачи вероятность ошибки  $P_e \geq P_e^{\max}$ , то любое кодирование в целях повышения помехоустойчивости оказывается бесполезным, и для повышения помехоустойчивости необходимо изменять вид модуляции или увеличивать отношение  $P_c/N_0$  [8].

Результаты расчетов, полученные для зависимости энергетической эффективности  $\beta$  от частотной эффективности  $\gamma$ , представлены на рис. 1.

### Расчет пропускной способности дискретно-непрерывного канала связи

Пусть  $C_N$  — пропускная способность дискретно-непрерывного (полунепрерывного) канала связи в битах на одно измерение (вход канала — дискретный, выход канала — непрерывный). Предельные значения показателей эффективности достигаются при  $R = C$  [2] как

$$\gamma_N = C_N, \quad \beta_N = \frac{C_N}{E_N/N_0},$$

где  $N_0$  — односторонняя спектральная плотность мощности АБГШ;  $E_N = E_c/N$  — средняя энергия на измерение,  $E_c = \sum_{r=0}^{M-1} P(r)E_r$ . Здесь  $E_r$ ,

$r = \overline{0, M-1}$  — энергия сигнала  $s_r(t)$ ,  $t \in [0, T]$  длительностью  $T$ ;  $M$  — число сигналов, используемых в данной системе.

Пусть  $\mathbf{s}_r = (s_{r,1}, \dots, s_{r,N})$  —  $N$ -мерный сигнал на входе канала, априорная вероятность передачи сигнала  $s_r(t)$  равна  $P(r)$  и  $\mathbf{y}_r = (y_{r,1}, \dots, y_{r,N})$  — вектор смеси сигнала и помехи на выходе канала. Пропускная способность канала — это максимум удельной скорости (взаимной информации на одно измерение) по всем возможным распределениям входного сигнала  $\mathbf{s}_r$ :

$$C_N = \frac{1}{N} \max_{P(r)} [H(X) - H(Y/X)],$$

где  $H(X) = -\sum_{r=0}^{M-1} P(r) \log_2 P(r)$  — энтропия входного сигнала, а

$$H(Y/X) = -\sum_{r=0}^{M-1} P(r) \int_{-\infty}^{\infty} w(\mathbf{y}/r) \times \log_2 \frac{P(r)w(\mathbf{y}/r)}{\sum_{k=0}^{M-1} P(k)w(\mathbf{y}/k)} d\mathbf{y}$$

— условная энтропия;  $w(\mathbf{y}/r)$  — условная многомерная плотность вероятности, которая предполагается известной.

Рассмотрим сначала симметричные каналы. Известно, что в симметричных каналах максимум взаимной информации достигается при равновероятных сигналах на входе,  $P(r) = 1/M$ ,  $r = \overline{0, M-1}$ . Тогда энтропия  $H(X) = \log_2 M$ , а условная энтропия будет определяться как

$$H(Y/X) = -\frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} w(\mathbf{y}/r) \log_2 \frac{w(\mathbf{y}/r)}{\sum_{k=0}^{M-1} w(\mathbf{y}/k)} d\mathbf{y}$$

или

$$H(Y/X) = \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} w(\mathbf{y}/r) \log_2 \left( \sum_{k=0}^{M-1} \Lambda_{kr} \right) d\mathbf{y},$$

где  $\Lambda_{kr} = \frac{w(\mathbf{y}/k)}{w(\mathbf{y}/r)}$  — отношение условных плотностей вероятностей. Окончательно после несложных преобразований получаем формулу для расчета пропускной способности дискретно-непрерывного симметричного канала в виде [2]

$$C_N^{\text{äi.ë}} = \frac{1}{N} \left[ \log_2 M - \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} w(\mathbf{y}/r) \log_2 \left( \sum_{k=0}^{M-1} \Lambda_{kr} \right) d\mathbf{y} \right].$$

Условие симметричности канала является достаточно жестким и выполняется, например, для

двумерных сигналов  $M$ -ФМ. Если канал не является симметричным (например, это будет в случае использования сигналов  $M$ -КАМ, широко применяемых в современных системах связи), то полученное выражение определяет максимум удельной скорости передачи информации по несимметричному полунепрерывному каналу при условии равной вероятности входных сигналов,  $P(r) = 1/M$ ,  $r = \overline{0, M-1}$ .

Рассмотрим канал связи с АБГШ. Известно, что условная плотность вероятности определяется как

$$w(\mathbf{y}/r) = w(y_{r,1}, \dots, y_{r,N}/r) = \frac{1}{(\sqrt{\pi N_0})^N} \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{v=1}^N (y_{r,v} - s_{r,v})^2 \right\},$$

и, следовательно, отношение условных плотностей вероятностей

$$\Lambda_{kr} = \frac{w(\mathbf{y}/k)}{w(\mathbf{y}/r)} = \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{v=1}^N \left[ 2y_{r,v} (s_{r,v} - s_{k,v}) + (s_{k,v}^2 - s_{r,v}^2) \right] \right\}.$$

Сделаем замену переменных  $x_v = \frac{y_v - s_{r,v}}{\sqrt{E_N}}$ ,  $v = \overline{1, N}$ , тогда после несложных преобразований, учитывая, что определитель якобиана преобразования  $\Delta = \left[ \frac{\partial y_v}{\partial x_\mu} \right]_{v,\mu=1,N}$  равен  $|\Delta| = (\sqrt{E_N})^N$ , получаем

$$C_N^{\text{äi.ë}} = \frac{1}{N} \left[ \log_2 M - \frac{1}{M} \times \sum_{r=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} \left( \sqrt{\frac{E_N}{\pi N_0}} \right)^N \exp \left\{ -\frac{E_N}{N_0} \sum_{v=1}^N x_v^2 \right\} \times \log_2 \left[ \sum_{k=0}^{M-1} \exp \left\{ -\frac{E_N}{N_0} \sum_{v=1}^N \left[ 2x_v \left( \frac{s_{r,v}}{\sqrt{E_N}} - \frac{s_{k,v}}{\sqrt{E_N}} \right) + \left( \frac{s_{r,v}}{\sqrt{E_N}} - \frac{s_{k,v}}{\sqrt{E_N}} \right)^2 \right] \right\} \right] dx_1 \dots dx_N \right]$$

или

$$C_N^{\text{äi.ë}} = \frac{1}{N} \left[ \log_2 M - \frac{1}{M} \times \sum_{r=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} \left( \sqrt{\frac{E_N}{\pi N_0}} \right)^N \exp \left\{ -\frac{E_N}{N_0} \sum_{v=1}^N x_v^2 \right\} \times \right]$$

$$\times \log_2 \left[ \sum_{k=0}^{M-1} \exp \left\{ -\frac{E_N}{N_0} \sum_{v=1}^N \left[ 2x_v (\tilde{s}_{r,v} - \tilde{s}_{k,v}) + (\tilde{s}_{r,v} - \tilde{s}_{k,v})^2 \right] \right\} \right] dx_1 \dots dx_N,$$

где  $\tilde{s}_{r,v} = s_{r,v} / \sqrt{E_N}$ ,  $r = \overline{0, M-1}$ ,  $v = \overline{1, N}$  — нормированные координаты сигнальной конструкции.

Очевидно, что при  $E_N/N_0 \gg 1$ ,  $C_N^{\text{äf.ê}} \cong \frac{1}{N} \log_2 M$ , соответственно,  $\gamma_N \cong \frac{1}{N} \log_2 M$ ,  $\beta_N \cong \frac{1}{h_{bc}^2}$ .

В результате получаем, что пропускная способность дискретно-непрерывного канала связи зависит от величин:  $N$  — размерности пространства;  $M$  — числа сигналов, используемых в данной системе;  $E_N/N_0$  — отношения средней энергии на измерение к односторонней плотности белого шума и нормированной разности  $\tilde{d}_{r,k}^{(v)} = \frac{s_{r,v} - s_{k,v}}{\sqrt{E_N}}$ ,  $r, k = \overline{0, M-1}$ .

Таким образом, вводя матрицы размерности  $\mathbf{D}_v = [\tilde{d}_{r,k}^{(v)}]$ ,  $r, k = \overline{0, M-1}$ ,  $v = \overline{1, N}$ , элементами которой являются все возможные комбинации разностей координат сигналов  $s_r = (s_{r,1}, \dots, s_{r,N})$ ,  $r = \overline{0, M-1}$ , получаем, что пропускная способность дискретно-непрерывного канала связи определяется как

$$C_N^{\text{äf.ê}} = C_N^{\text{äf.ê}}(N, M, E_N/N_0, \mathbf{D}_1, \dots, \mathbf{D}_N).$$

Данная матрица  $\mathbf{D}_v$ ,  $v = \overline{1, N}$ , очевидно, является кососимметрической, и для расчета ее элементов достаточно всего  $M(M-1)/2$  вычислений.

Исходная формула для вычисления пропускной способности дискретно-непрерывного канала связи в матричном виде может быть представлена как

$$C_N^{\text{äf.ê}} = \frac{1}{N} \log_2 M - \frac{1}{M} \times \sum_{r=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} \left( \sqrt{\frac{E_N}{\pi N_0}} \right)^N \exp \left\{ -\frac{E_N}{N_0} \mathbf{x} \mathbf{x}^T \right\} \times \log_2 \left[ \sum_{k=0}^{M-1} \exp \left\{ -\frac{E_N}{N_0} \left[ 2\mathbf{x} \mathbf{d}_{r,k} + \frac{\|\mathbf{s}_r - \mathbf{s}_k\|^2}{E_N} \right] \right\} \right] d\mathbf{x},$$

где  $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_N)$ ;  $\mathbf{d}_{r,k} = (d_{r,k}^{(1)}, \dots, d_{r,k}^{(N)})$ ,  $r, k = \overline{0, M-1}$ .

Дальнейшие преобразования формулы для расчета пропускной способности дискретно-непрерывного канала связаны с необходимостью осуществлять численное интегрирование вычислительными методами.

Осуществляя замену переменных  $z_v = \sqrt{\frac{E_N}{N_0}} x_v$ ,  $v = \overline{1, N}$ , получаем

$$C_N^{\text{äf.ê}} = \frac{1}{N} \log_2 M - \frac{1}{M} \sum_{r=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} \left( \sqrt{\frac{1}{\pi}} \right)^N \exp \left\{ -\sum_{v=1}^N z_v^2 \right\} \times \log_2 \left[ \sum_{k=0}^{M-1} \exp \left\{ -\sqrt{\frac{E_N}{N_0}} \sum_{v=1}^N \left[ 2z_v (\tilde{s}_{r,v} - \tilde{s}_{k,v}) - \frac{E_N}{N_0} \sum_{v=1}^N (\tilde{s}_{r,v} - \tilde{s}_{k,v})^2 \right] \right\} \right] dz_1 \dots dz_N.$$

**Замечание.** Вычисление  $N$ -кратного интеграла вида  $\int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} f(x_1, \dots, x_N) dx_1 \dots dx_N$  сводится к вычислению однократного интеграла  $\int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx$ , ко-

торое можно осуществлять различными способами. Один из способов основывается на том, что соответствующей заменой переменных исключаются бесконечные пределы интегрирования. Например, замена  $x = (1-t)/t$  приводит к соотношению  $\int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx = \int_0^1 \frac{1}{t^2} \left[ f\left(\frac{1-t}{t}\right) + f\left(-\frac{1-t}{t}\right) \right] dt$ , а, соответственно, замена переменных  $x = t/(1-t^2)$  — к формуле

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx = \int_{-1}^1 f\left(\frac{t}{1-t^2}\right) \frac{1+t^2}{(1-t^2)^2} dt.$$

Полученные в результате преобразований интегралы с конечными пределами могут быть вычислены любыми известными формулами [11]: Симпсона, Гаусса, Гаусса — Кронрода и т. д. Другой способ может заключаться в том, что для интегрирования по бесконечным пределам можно ввести неравномерную сетку, шаги которой будут нарастать при стремлении к бесконечности. Для вычисления несобственного интеграла в данной статье использовалась квадратурная формула Эрмита (ее называют также квадратурной формулой с весом Чебышева — Эрмита) [11]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-x^2) f(x) dx \approx \sum_{i=1}^n w_i f(x_i),$$

где весовые коэффициенты  $w_i$  и узлы  $x_i$ ,  $i = \overline{1, n}$ , для  $n = 9$  взяты из справочника [11]. В результате при  $N = 2$  использовалась формула

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-x^2 - y^2) f(x, y) dx dy \approx \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n w_i w_j f(x_i, y_j).$$



Приведем основные результаты расчета.

1. Рассмотрим двумерную сигнальную конструкцию *M*-КАМ,  $M = 2^K$ , где  $K$  — четно. Координаты сигналов *M*-КАМ можно представить в виде ( $j = 0, \sqrt{M}-1$ )

$$\begin{cases} s_{r,1} = -\frac{\sqrt{M}-1}{2}d + jd, \\ s_{r,2} = (-1)^j \frac{\sqrt{M}-1}{2}d - (-1)^j (r - j\sqrt{M})d, \end{cases}$$

$$\text{где } j\sqrt{M} \leq r \leq (j+1)\sqrt{M}-1,$$

где  $d$  — минимальное евклидово расстояние. Так как для многомерной многопозиционной

*M*-КАМ средняя энергия  $E_c = \frac{d^2 N (M^{2/N} - 1)}{12}$  [5],

то  $E_N = \frac{E_c}{N} = \frac{d^2 (M^{2/N} - 1)}{12}$ , и для двумерных сигналов, т. е. при  $N = 2$ , получаем, что  $E_N = \frac{d^2 (M-1)}{12}$ .

Отсюда следует, что  $\frac{d}{\sqrt{E_N}} = \sqrt{\frac{12}{M-1}}$  и, соответ-

ственно, нормированные координаты двумерной *M*-КАМ определяются по формуле

$$\begin{cases} \frac{s_{r,1}}{\sqrt{E_N}} = -\sqrt{3} \sqrt{\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}+1}} + j \sqrt{\frac{12}{M-1}}, \\ \frac{s_{r,2}}{\sqrt{E_N}} = (-1)^j \sqrt{3} \sqrt{\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}+1}} - (-1)^j (r - j\sqrt{M}) \sqrt{\frac{12}{M-1}}, \end{cases}$$

$$\text{где } j\sqrt{M} \leq r \leq (j+1)\sqrt{M}-1.$$

2. Рассмотрим двумерную сигнальную конструкцию *M*-ФМ,  $M = 2^K$ , где  $K \geq 1$ . Так как  $s_{r,1} = \sqrt{E_m} \cos \frac{2\pi r}{M}$ ,  $s_{r,2} = \sqrt{E_m} \sin \frac{2\pi r}{M}$ ,  $r = 0, M-1$ , то нормированные к размерности сигнального про-

странства координаты определяются как  $\frac{s_{r,1}}{\sqrt{E_N}} = \sqrt{2} \cos \frac{2\pi r}{M}$ ,  $\frac{s_{r,2}}{\sqrt{E_N}} = \sqrt{2} \sin \frac{2\pi r}{M}$ ,  $r = 0, M-1$ .

3. Рассмотрим двумерную сигнальную конструкцию 16-АФМ,  $M = 16$  (стандарта MIL-STD). Пусть число сигналов  $M_1 = 4$  имеет максимальную энергию  $E_{m,1}$ , а  $M_2 = 12$  — максимальную энергию  $E_{m,2}$ . Причем в стандарте MIL-STD, в отличие от 16-АФМ, применяемой в стандарте DVB-S2, отношение  $\gamma^2 = E_{m,2}/E_{m,1}$  фиксировано:  $\gamma = 1 + \sqrt{3}$ . Средняя энергия  $E_c = \frac{1}{16}(4E_{m,1} + 12E_{m,2})$  и, следовательно:

$$\frac{s_{r,1}}{\sqrt{E_N}} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{1+3\gamma^2}} \cos \left( \frac{2\pi r}{M_1} + \frac{\pi}{4} \right),$$

$$\frac{s_{r,2}}{\sqrt{E_N}} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{1+3\gamma^2}} \sin \left( \frac{2\pi r}{M_1} + \frac{\pi}{4} \right)$$

при  $0 \leq r \leq 3$  и

$$\frac{s_{r,1}}{\sqrt{E_N}} = \frac{2\sqrt{2}\gamma}{\sqrt{1+3\gamma^2}} \cos \left( \frac{2\pi(r-M_1)}{M_2} \right),$$

$$\frac{s_{r,2}}{\sqrt{E_N}} = \frac{2\sqrt{2}\gamma}{\sqrt{1+3\gamma^2}} \sin \left( \frac{2\pi(r-M_1)}{M_2} \right)$$

при  $4 \leq r \leq 15$ .

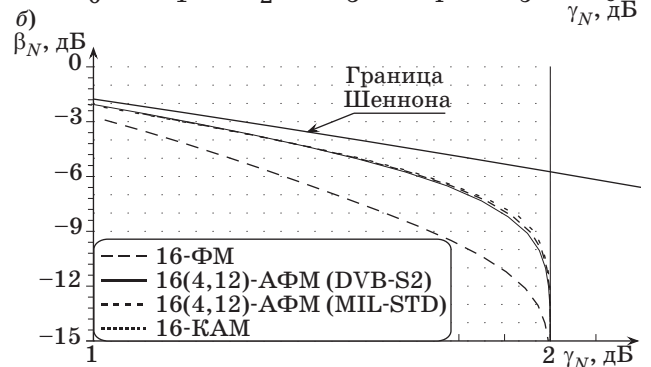
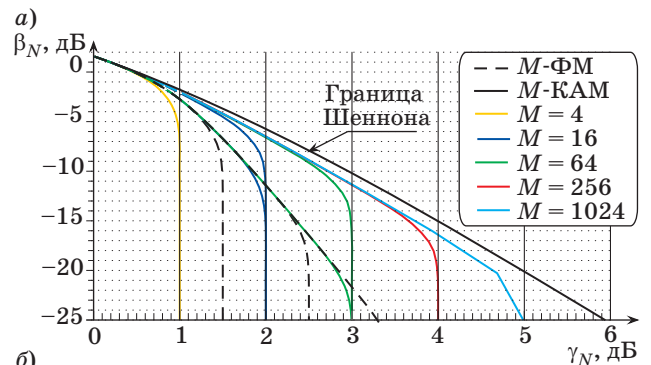
Из табл. 2 следует, например, что при  $M = 16$  энергетический проигрыш сигналов ФМ по сравнению с сигналами КАМ составляет 4 дБ.

Анализ предельных кривых (рис. 2, а, б) показывает, что эффективность дискретных систем пе-

■ Таблица 2. Частотно-энергетическая эффективность сигналов КАМ, ФМ, АФМ и ГЕКС\*

M	M / log <sub>2</sub> M / N	β <sub>N</sub> , дБ			
		M-КАМ	M-ФМ	АФМ-16/ 32-MIL	ГЕКС-16
4	1	-9,587858	-9,587858	-	-
8	1,5	-	-12,971633	-	-
16	2	-13,434522	-17,435894	-13,812203	-13,017189
32	2,5	-	-22,335120	-15,668038	-
64	3	-17,786888	-27,461252	-	-

\* ГЕКС — гексагональные сигналы.



■ Рис. 2. Предельная эффективность систем для дискретно-непрерывных каналов при использовании двумерных сигналов: а — *M*-КАМ и *M*-ФМ; б — 16-КАМ, 16-ФМ и 16-АФМ (4,12) (стандарта DVB-S2 и MIL-STD)

редачи можно существенно повысить, если в месте приема принять решение о переданных символах с использованием знания непрерывного сигнала на выходе согласованного фильтра (выход дискретно-непрерывного канала), т. е. осуществлять обработку в дискретно-непрерывном канале (мягкое решение) и вместо двоичных сигналов применять многопозиционные сигналы.

При этом в дискретно-непрерывном канале при малой частотной эффективности  $\gamma_N \ll 1$  кривая энергетической эффективности  $\beta$  асимптотически приближается к предельной кривой гауссова непрерывного канала (граница Шеннона). Такая ситуация, например, характерна для современных систем, в которых используется турбокодирование при  $\gamma_N \ll 1$ . Снижение  $\gamma_N$  при фиксированном числе сигналов в сигнальной конструкции может интерпретироваться как уменьшение информационной скорости при использовании достаточно длинных помехоустойчивых кодов [2]. Кривые предельной эффектив-

ности (см. рис. 2) характеризуют потенциальные возможности системы связи при полном согласовании модема и кодека.

### Заключение

Таким образом, проведено исследование пропускной способности дискретного канала связи при использовании сигналов *M*-ФМ и дискретно-непрерывного канала связи при использовании сигналов *M*-ФМ, *M*-КАМ и *M*-АФМ. Для пропускной способности дискретного канала связи получены точные соотношения, справедливые во всем диапазоне изменения отношения сигнал/шум, а также для любых значений позиционности сигналов *M*. Показано, что одним из путей повышения частотной и энергетической эффективности систем цифровой связи является использование декодирования с мягким решением при комбинировании методов цифровой модуляции и корректирующих кодов.

### Литература

1. Сандерс Р. В. Сравнение эффективности некоторых систем связи // Зарубежная радиоэлектроника. 1960. № 12. С. 52–74.
2. Зюко А. Г. и др. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / под ред. А. Г. Зюко. — М.: Радио и связь, 1985. — 272 с.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. — М.: Вильямс, 2003. — 1104 с.
4. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. — М.: Сов. радио, 1970. — 728 с.
5. Савищенко Н. В. Многомерные сигнальные конструкции: их частотная эффективность и потенциальная помехоустойчивость приема / под ред. Д. Л. Бураченко. — СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2005. — 420 с.
6. Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи: пер. с англ. / под ред. Р. Л. Добрушина. — М.: Мир, 1969. — 640 с.
7. Колесник В. Д., Полтырев Г. Ш. Курс теории информации. — М.: Наука, 1982. — 416 с.
8. Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Коржик В. И., Назаров М. В. Теория электрической связи: учебник для вузов / под ред. Д. Д. Кловского. — М.: Радио и связь, 1998. — 432 с.
9. Schlegel C. В., Perez L. C. Trellis and turbo coding. — Chichester: John Wiley & Sons, 2004. — 393 p.
10. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. — М.: Техносфера, 2005. — 320 с.
11. Справочник по специальным функциям / под ред. А. Абрамовица и И. Стиган. — М.: Наука, 1979. — 832 с.

УДК 519.2:681.3

## РАЗРАБОТКА МЕРЫ ОЦЕНКИ ИНФОРМАЦИОННОГО РАССТОЯНИЯ МЕЖДУ ГРАФИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ

**Л. А. Кузнецов,**

доктор техн. наук, профессор

**Д. А. Бугаков,**

магистрант

Липецкий государственный технический университет

Разработана оригинальная методология оценки близости информационного содержания графических объектов на основе представлений теории информации. Информационное содержание отдельных объектов оценивается энтропиями, а мера информационного расстояния — отношением дизъюнкции к конъюнкции энтропий сопоставляемых объектов. Разработанные меры информационного расстояния соответствуют метризации пятимерного пространства, используемого для представления графических информационных объектов. Приводятся примеры, дающие наглядное представление об эффективности разработанных мер в сравнении с существующими.

**Ключевые слова** — графический объект, пятимерное пространство, вероятностная модель, энтропия, информационное расстояние, метризация, оценка близости.

### Введение

Проблемы сопоставления и классификации графических объектов в настоящее время являются весьма актуальными. В технологических системах часто используются следящие системы, результаты работы которых представляются в виде последовательности кадров (или снимков) состояния объектов или процессов, сделанных через определенные промежутки времени. Одной из важнейших задач является автоматизация процессов визуального слежения за состоянием подобного рода объектов и формирования по визуальным образам количественных оценок состояния и эволюции сканируемого объекта. Зачастую современные следящие системы не обладают эффективными инструментами для достаточно однозначной трансформации визуальных образов в количественные меры, пригодные для автоматического формирования управляющих воздействий.

Решение такой задачи предполагает разработку способа получения некоторой количественной оценки графического изображения, представляющей скалярную свертку (меру) количества информации, содержащегося в плоском изображении. Наличие меры позволит упорядочивать и сопоставлять состояния процесса (объекта), отражаемые визуальными изображениями. Мера мо-

жет использоваться как обычный сигнал в системах автоматического управления для выработки управляющих воздействий на управляемый процесс. Управляющее воздействие может формироваться в функции отклонения изображения, получаемого со следящего устройства, образцу, визуально описывающему эталонное состояние выпускаемого продукта либо штатный режим работы технологического объекта или процесса. Сложность задачи состоит в том, что в технических системах, в отличие от, например, биометрических, часто неизвестно эталонное состояние идентифицируемого объекта. При этом в результате экспертной оценки известна градация изображений, отражающая качество технологического процесса, и требуется выявить принадлежность идентифицируемого изображения к одному из выделенных классов.

Наиболее распространенной в современных графических форматах и простой моделью в настоящее время является цветовая модель *RGB* [1, 2]. Широко используется метод цветовой гистограмм [3–5], основанный на *RGB*-модели и позволяющий проводить сравнение изображений по их цветовому составу. Основным недостатком этого метода является отсутствие информации о пространственном расположении точек сравниваемых изображений, а также невозможность применить его для решения задачи классифика-

ции образов. Авторами разработана модификация алгоритма цветowych гистограмм, которая состоит в добавлении к имеющимся осям  $RGB$  координатных осей  $X$  и  $Y$ . Переход к построению пятимерных гистограмм в  $RGBXY$ -пространстве позволяет преодолеть описанный недостаток. Однако в некоторых случаях точность работы модифицированного алгоритма оказывается недостаточной для решения задач, возникающих в производственной сфере. Необходима разработка универсальной методики, с использованием которой станет возможным принятие управляющих решений на основе анализа поступающих графических данных.

В настоящей статье рассматривается оригинальный алгоритм, который, по сути, не опирается на существующие алгоритмы и не является их продолжением. В отличие от метода цветowych гистограмм он использует иную математическую основу и позволяет рассматривать графические образы в информационно-вероятностном аспекте.

### Вероятностная модель графического объекта

Более детальное представление графического объекта, учитывающее цветовой интенсивности пикселей и информацию об их пространственном положении в координатной плоскости изображения, может быть получено на основе представления исследуемого изображения в виде вероятностной модели. Вероятностными моделями оперирует теория информации, в которой существует формальная процедура синтеза представления различного рода объектов [6]. Она специально разработана для получения максимально полного вероятно-статистического описания, которое включает в себя пространство элементарных исходов  $\Omega$ , алгебру событий  $\mathfrak{N}$  и их вероятности  $P$ .

Фактически задача оценки уровня совпадения графических объектов подобна задаче оценки потерь (искажений) информации в линии связи, для которой К. Шенноном первоначально и была применена теория информации [7]. К. Шеннон ввел *энтропию* в теорию информации в качестве меры количества информации, которое выражается через распределение вероятностей. Энтропия является вероятностной мерой количества информации. Энтропия исхода определяется в виде логарифма вероятности этого исхода:

$$H(\xi_i) = -\ln p(\xi_i), \quad (1)$$

а усредненная энтропия случайной величины  $\xi$  выражается через функцию распределения ее вероятностей в виде

$$H_\xi = -\sum_{\xi} p(\xi) \ln p(\xi), \quad (2)$$

где  $\xi$  — случайная величина,  $p(\xi) \leq 1$  — ее распределение вероятностей.

Чтобы воспользоваться результатами теории информации для оценки уровня близости графических объектов, эталонный образ можно трактовать передатчиком, а идентифицируемый образ — приемником. Качество передачи осуществляется сопоставлением энтропии идентифицируемого образа, полученного от системы наблюдения за технологическим объектом или процессом, с энтропией эталонного графического образа.

### Применение энтропии для сравнения графических объектов

Анализ недостатков метода цветowych гистограмм приводит к выводу о том, что для качественного решения поставленной задачи необходимо предварительно разделить изображение на небольшие сегменты. Это позволит сравнивать идентифицируемый образ и эталон по сегментам, не привлекая информацию о пространственном расположении точек изображения.

Каждый сегмент после проведения сегментации будет содержать одинаковое количество точек. Алгоритм следует применить как к эталону, так и к исследуемому изображению. Получаемые вероятностно-статистические цветовой модели графического информационного объекта являются формально-математическими представлениями образов эталона и идентифицируемого образа, наделенными количественными характеристиками для оценки их близости. Эти образы, помимо статистических вероятностей, будут содержать в себе энтропии сегментов изображения  $H_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ , где  $n$  — количество сегментов. Суммарная энтропия  $E$  графического объекта может быть вычислена по формуле  $E = \sum_{i=1}^n H_i$ .

Методика и реализующий ее алгоритм сравнения инвариантны по отношению к способу разбиения графического объекта. Поэтому выбор конфигурации и количества областей могут выбираться пользователем исключительно для обеспечения целесообразного уровня детализации специфики сопоставляемых объектов. Как обычно, в задачах подобного рода увеличение масштаба сетки разбиения приводит к интеграции (сглаживанию) локальных особенностей, а уменьшение масштаба — к дифференциации локальных эффектов.

Энтропии сегментов эталона и исследуемого образа однозначно характеризуют исследуемые объекты и поэтому могут быть использованы для оценки уровня их подобия. Значения энтропий сег-



ментов могут рассматриваться как два статистических ряда, что позволяет применить для оценки их статистической близости традиционный корреляционный анализ [8]. Формула коэффициента корреляции в данном случае принимает вид

$$R = \frac{\sum_{i=1}^n (H_i^y - \overline{H^y})(H_i^i - \overline{H^i})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (H_i^y - \overline{H^y})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (H_i^i - \overline{H^i})^2}}, \quad (3)$$

где  $i = 1, 2, \dots, n$ ,  $n$  — количество сегментов;  $H_i^y$ ,  $H_i^i$  — энтропия  $i$ -го сегмента эталона и идентифицируемого образа соответственно;  $\overline{H^y}$ ,  $\overline{H^i}$  — средняя энтропия эталона и идентифицируемого образа.

Энтропийный анализ является достаточно простым, эффективным и наглядным инструментом, который открывает широкие возможности для статистического описания как одного графического образа, так и целой группы графических образов. Сравнение энтропийных характеристик позволит решить задачу классификации и как частный случай классификации — задачу сопоставления графических объектов. При этом практический интерес представляет способ подсчета вероятностей  $p(\xi_i)$  (1), соотносенных с цветовой емкостью сегментов изображения.

### Интегральный и дифференциальный методы энтропийного анализа графического объекта

Предположим, что был выполнен этап сегментации исследуемого графического объекта и количество выделенных сегментов равно  $n$ . Это означает, что получено равномерное разбиение плоскости изображения, при котором количество отрезков на каждой координатной оси равно  $\sqrt{n}$  и каждый сегмент содержит равное количество точек  $k$ .

Вероятностно-статистическая цветовая модель графического объекта предполагает, что изображение, а также его каждый сегмент имеют определенную цветовую емкость. Эти величины непосредственно используются при подсчете вероятностей  $p_i$ . Интегральный метод предполагает определенный способ расчета вероятности  $p_i$  для каждого сегмента:

$$p_i = \frac{\sum_{j=1}^k R_j^i + \sum_{j=1}^k G_j^i + \sum_{j=1}^k B_j^i}{\sum_{j=1}^M R_j + \sum_{j=1}^M G_j + \sum_{j=1}^M B_j}, \quad (4)$$

где  $i = 1, 2, \dots, n$  — номер сегмента,  $n$  — количество сегментов;  $R_j^i$ ,  $G_j^i$ ,  $B_j^i$  — значения цветových

интенсивностей точек  $i$ -го сегмента;  $k$  — количество точек в сегменте графического объекта;  $M$  — общее количество точек, содержащихся в графическом объекте.

Смысл формулы (4) достаточно прост: числитель содержит суммарную цветовую емкость точек  $i$ -й области графического объекта, знаменатель — суммарную цветовую емкость всего исследуемого графического объекта. Таким образом, каждому сегменту изображения соответствует одно число — его взвешенная цветовая емкость (вероятность  $p_i$ ). Отсюда следует название *интегрального* метода.

Дифференциальный метод предполагает несколько иной способ расчета вероятности  $p_i$  для каждого сегмента:

$$p_i^R = \frac{\sum_{j=1}^k R_j^i}{\sum_{j=1}^M R_j + \sum_{j=1}^M G_j + \sum_{j=1}^M B_j};$$

$$p_i^G = \frac{\sum_{j=1}^k G_j^i}{\sum_{j=1}^M R_j + \sum_{j=1}^M G_j + \sum_{j=1}^M B_j};$$

$$p_i^B = \frac{\sum_{j=1}^k B_j^i}{\sum_{j=1}^M R_j + \sum_{j=1}^M G_j + \sum_{j=1}^M B_j}, \quad (5)$$

где обозначения аналогичны (4).

Разберем смысл формул (5): числитель каждой формулы содержит суммарную цветовую емкость точек  $i$ -й области графического объекта по одному из цветовых каналов ( $R$ ,  $G$  или  $B$ ), знаменатель — суммарную цветовую емкость всего исследуемого графического объекта. Таким образом, каждому сегменту изображения соответствует *три* числа — его взвешенные цветовые емкости по каждому из цветовых каналов (вероятности  $p_i^R$ ,  $p_i^G$ ,  $p_i^B$ ). Отсюда следует название *дифференциального* метода.

В данном методе, в отличие от предыдущего, каждый сегмент характеризуется тремя значениями вероятностей, поэтому расчет энтропии сегмента необходимо выполнять по формуле (2).

По полученным значениям эмпирических вероятностей можно произвести расчет энтропии (1) для каждого сегмента и для всего графического объекта (2). Сравнение энтропийных характеристик исследуемого образа и эталона посредством регрессионного анализа позволяет оценить степень подобиya графических объектов.

**Вероятностная метризация —  
вычисление расстояния  
между графическими объектами**

Энтропия (1), (2) может быть использована как универсальная мера количества информации, содержащегося в графическом объекте, представленном в виде вероятностной модели. Информация о реальных объектах, как правило, представляет композицию детерминированной и случайной составляющих. Во многих реальных объектах случайная составляющая может иметь значительный вес. Такие объекты допускают формальное представление вероятностной моделью, которая позволяет адекватно отразить закономерности, скрытые в их случайной составляющей. Для количественной оценки информации, содержащейся в вероятностной модели, целесообразно использовать энтропию. Энтропия дает возможность сопоставить состояния разнообразных объектов, а количество совместной информации — оценить близость информационного содержания различных объектов.

В частности, ее применение можно найти в работах по управлению технологическими процессами и качеством продукции [9, 10], по оценке степени подобию текстов на естественном языке [11, 12].

Рассмотрим применение энтропии как средство метризации расстояния между графическими объектами при проведении их исследования методом модифицированных цветных гистограмм. Полученная в результате работы модифицированного алгоритма гистограмма представляет собой вероятностно-статистический цветовой образ исследуемого графического информационного объекта. В качестве элементарного события рассматривается событие принадлежности точки к определенной области  $RGBXY$ -пространства. В данном случае роль вероятности играет относительная частота попадания точек изображения в область:  $p_i = n_i/n$ , где  $n_i$  — суммарное количество точек, попавших в данную область  $RGBXY$ -пространства;  $n$  — общее количество точек, содержащихся в графическом объекте.

Расчетом вероятностей определяется статистический закон распределения точек графического объекта в  $RGBXY$ -пространстве. Это позволяет применить формулу (2) для расчета энтропии образа графического объекта.

Поскольку задача состоит в определении близости идентифицируемого изображения, получаемого с выхода системы наблюдения, с некоторым эталонным образом, то представляется возможным оценить степень сходства, используя критерий, оценивающий информационное расстояние между исследуемым образом и эталоном.

Например, в геометрии для оценки расстояния между объектами используется обычный метрический критерий. Для оценки информационного (семантического) расстояния могут быть введены аналогичные по смыслу критерии следующего вида:

1) *энтропийное расстояние*, являющееся мерой оценки близости объектов в информационном масштабе:

$$r_y = \frac{1}{2} \frac{H(U)}{H(\cap)} = \frac{1}{2} \frac{\sum_{i=1}^M p(U) \ln p(U)}{\sum_{i=1}^M p(\cap) \ln p(\cap)}, \quad (6)$$

где символом  $U$  обозначено суммарное количество точек образа и эталона, попавших в  $i$ -ю область  $RGBXY$ -пространства;

символом  $\cap$  обозначено совместное количество точек, попавших в  $i$ -ю область  $RGBXY$ -пространства, одновременно принадлежащих и образу и эталону;

$i = 1, \dots, M$  — количество выделенных областей в  $RGBXY$ -пространстве;

$p(U), p(\cap)$  — вероятности соответствующих событий;

$H(U), H(\cap)$  — энтропии соответствующих событий.

2) *вероятностное расстояние* представляет меру оценки близости объектов в абсолютном вероятностном масштабе:

$$r_p = \frac{1}{2} \frac{\sum_{i=1}^M p(U)}{\sum_{i=1}^M p(\cap)}, \quad (7)$$

где обозначения аналогичны обозначениям формулы (6).

Для выяснения минимального и максимального значения введенных критериев рассмотрим два предельных случая. В первом пусть вероятностно-статистический образ идентифицируемого изображения  $O_{и}$  не имеет ничего общего с образом эталона  $O_{э}$ . Отсутствие общего означает, что вероятность  $p(\cap) = 0$ . В теории информации принято  $0 \log 0 = 0$ , поэтому знаменатели формул (6) и (7) будут стремиться к нулю. Из этого следует, что расстояния  $r_y$  и  $r_p$  будут стремиться к бесконечности.

Во втором случае пусть идентифицируемое изображение полностью совпадает с эталоном, т. е.  $O_{э} = O_{и}$ . Тогда для обоих объектов совпадут вероятности попадания точек в определенную область  $RGBXY$ -пространства. Это означает, что вероятности  $p(U)$  и  $p(\cap)$  будут связаны соотношением  $p(U) = 2p(\cap)$ . Следовательно, расстояния в данном случае примут минимально возможные значения:  $r_y^{\min}$  и  $r_p^{\min} = 1$ .

Формулы (6) и (7) определяют функции, монотонно возрастающие от некоторого минимального значения до бесконечности. Чем больше степень сходства графических объектов, тем меньше расстояния  $r_э$  и  $r_p$ , и наоборот, чем меньше степень близости объектов, тем больше расстояния  $r_э$  и  $r_p$ . Характер поведения энтропийной (6) и вероятностной (7) мер близости графических объектов соответствует интуитивным представлениям о расстоянии.

**Пример применения вероятностно-статистических алгоритмов для решения задачи сравнения графических объектов**

Рассмотрим результаты сопоставления графических объектов, полученные с помощью существующих и разработанных алгоритмов (таблица). Условимся считать образ № 1 эталонным.

Видно, что образы № 1 и 2 совершенно различны, но с применением классических алгоритмов разбиения RGB-осей на интервалы и разбиения RGB-пространства по прямоугольным параллелепипедам полученное значение коэффициента подобия свидетельствует об обратном. Если использовать типичное пороговое значение степени

соответствия 0,65, принятое в алгоритмах биометрической идентификации [13], то два исследуемых изображения, исходя из полученных результатов, следует считать совершенно неразличимыми, что не соответствует действительности.

Коэффициент подобия образов № 1 и 2 при использовании оригинального, предложенного в работе модифицированного алгоритма имеет значение  $R = 0,324$ , которое более чем в 2 раза ниже коэффициента, полученного с использованием классических алгоритмов. Для интегрального и дифференциального методов, использующих энтропийную меру, значения коэффициентов подобия близки к нулю. Разработанный метод количественно показывает значительно меньшую степень близости исследуемых изображений друг другу. На основании оценки расстояний между объектами мерами (6), (7) можно сделать вывод, что исследуемые изображения следует считать совершенно различимыми, что полностью отражает реальную ситуацию.

Рассмотрим результаты сравнения образов № 1 и 3. Несмотря на то, что различия между этими образами невелики, для существующих алгоритмов коэффициенты подобия близки к значениям, полученным в предыдущем случае при сопоставлении существенно различающихся образов № 1

■ Результаты исследования степени близости графических объектов

Тип	Метод	Характеристики для образов			
		Образ 1	Образ 2	Образ 3	Совместная
Графическое представление				-	
	Разбиение RGB-осей	-	-	-	$R_{12} = 0,897$ $R_{13} = 0,735$
Классические	Разбиение RGB-пространства	-	-	-	$R_{12} = 0,7$ $R_{13} = 0,746$
Разработанные	Модифицированный метод	-	-	-	$R_{12} = 0,324$ $R_{13} = 0,913$
	Интегральный метод	$E_1 = 461,811$	$E_2 = 463,793$	$E_3 = 462,152$	$R_{12} = 0,055$ $R_{13} = 0,922$
	Дифференциальный метод	$E_1 = 1134,189$	$E_2 = 1280,136$	$E_3 = 1234,701$	$R_{12} = 0,069$ $R_{13} = 0,938$
	Энтропийное расстояние	$H_{12}(U) = 971,602$ $H_{13}(U) = 1227,317$	$H_{12}(\cap) = 110,171$	$H_{13}(\cap) = 740,361$	$r_э^{12} = 4,41$ $r_э^{13} = 0,829$
	Вероятностное расстояние	$H_{12}(U) = 2$ $H_{13}(U) = 2$	$H_{12}(\cap) = 0,27$	$H_{13}(\cap) = 0,618$	$r_p^{12} = 3,697$ $r_p^{13} = 1,618$

и 2. В то же время значения, полученные при использовании разработанных алгоритмов, указывают на то, что образы № 1 и 3 обладают высокой степенью сходства.

### Заключение

Представлены результаты исследования оригинальных количественных мер близости визуальных плоских изображений. Разработаны скалярные меры оценки количества информации в изображениях, получаемых автоматически с помощью видеокамер. На наглядных примерах показана эффективность разработанных скалярных мер, содержание которых соответствует интуитивным представлениям о расстоянии. Скалярные меры оценки близости изображений необходимы для автоматизации процедуры принятия решения в системах, получающих информацию о состоянии объекта видеокадрами.

Достаточно высокая разрешающая способность разработанных мер достигается применением вероятностно-статистического подхода для формального представления графических объек-

тов, который обеспечивает необходимый для отражения специфики объектов уровень их детализации. Графические объекты интерпретируются вероятностными моделями, алгебры которых позволяют отразить специфику исследуемых графических объектов. Информационная емкость графических объектов количественно оценивается энтропией. Для количественной оценки близости изображений используются вероятности и энтропии случайных событий, образующих алгебры их вероятностных моделей.

Меры количества информации в графических объектах и информационного расстояния между объектами могут идентифицироваться по эмпирической информации, получаемой с объекта в процессе его штатной эксплуатации. Для решения задач подобного рода разработаны и используются различные статистические инструменты и методы: структурная и параметрическая идентификация, регрессионный анализ, дисперсионный анализ. Подробно технология обработки исходных данных, синтеза модели и анализа взаимодействия факторов описана авторами в работе [14].

### Литература

1. Поляков А. Ю., Дорофеев С. Ю. Геометрическое моделирование в системах автоматизированного проектирования: учеб. пособие. — Томск: ТУСУР, 2007. — 215 с.
2. Фисенко В. Т., Фисенко Т. Ю. Компьютерная обработка и распознавание изображений: учеб. пособие. — СПб.: СПбГУ ИТМО, 2008. — 192 с.
3. Stricker M., Orengo M. Similarity of Color Images // Proc. of the SPIE Conf. 1995. Vol. 2420. P. 381–392.
4. Swain M. J., Ballard D. H. Color Indexing // Intern. J. of Computer Vision. 1991. Vol. 7(1). P. 11–32.
5. Васильева Н. С. Выбор шага квантования при построении цветовой гистограммы в задаче поиска изображений // Вестник СПбГУ. Сер. 10. Прикладная математика, информатика, процессы управления. СПб.: Изд-во СПбГУ, 2009. Вып. 2. С. 155–164.
6. Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей: учебник. Изд. 9-е, испр. — М.: Издательство ЛКИ, 2007. — 449 с.
7. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. — М.: Изд-во иностр. лит., 1963. — 833 с.
8. Гмурман В. Е. Теория вероятностей и математическая статистика. — М.: Высш. шк., 1996. — 368 с.
9. Кузнецов Л. А. Управление качеством в сложных технологических процессах // Проблемы управления. 2007. № 3. С. 47–53.
10. Кузнецов Л. А. Энтропийный критерий мониторинга металлургической технологии // Сталь. 2007. № 6. С. 79–86.
11. Кузнецов Л. А. Теоретические основы автоматизированной оценки знаний // Качество. Инновации. Образование. 2010. № 11. С. 8–19.
12. Кузнецов Л. А. Вероятностно-статистическая оценка адекватности информационных объектов // Информатика и ее применения. 2011. Т. 5. Вып. 4. С. 39–50.
13. Гаспарян А. В., Киракосян А. А. Система сравнения отпечатков пальцев по локальным признакам // Вестник РАУ. Сер. Физико-математические и естественные науки. 2006. № 2. С. 85–91.
14. Кузнецов Л. А., Кузнецова В. Ф., Бугаков Д. А. Формализация некоторых оценок в образовательном процессе // Информатизация образования и науки. 2012. № 2. С. 112–124.



УДК 681.324:681.3.001.57

## КОНЦЕПЦИЯ ОРГАНИЗАЦИИ ТЕХНОЛОГИЙ ВИРТУАЛИЗАЦИИ ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ

**А. В. Гордеев,**

доктор техн. наук, профессор

**В. В. Балберин,**

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Излагается подход к организации работы с множеством виртуальных машин, которые создаются и запускаются студентами для выполнения различных заданий при изучении ряда дисциплин, связанных с системным программным обеспечением и сетевыми технологиями. Обосновывается выбор программных средств, предоставляющих возможность запускать одновременно большое количество виртуальных машин при наличии относительно небольших ресурсов. Описывается одна из возможных конфигураций, созданная и используемая на кафедре вычислительных систем и сетей ГУАП.

**Ключевые слова** — виртуальные машины, облачные вычисления, системное программное обеспечение, обучение, удаленный доступ, создание и администрирование вычислительных сетей.

### Введение

При подготовке специалистов по информатике и вычислительной технике для ряда дисциплин учебного плана необходимо предоставить студентам права администратора системы. Разумным решением является использование технологий виртуализации. При этом желательно предоставить возможность запуска как локально установленных, так и размещенных на сервере виртуальных машин. Последнее особо важно потому, что это продвигает нас по пути к освоению облачных технологий. Предлагаемая работа посвящена описанию подхода к созданию облака, в котором выполнялось бы большое количество разных виртуальных машин для множества обучаемых.

### Обоснование необходимости использовать виртуальные машины и имеющиеся программные средства

При изучении многих дисциплин, входящих в подготовку бакалавров и магистров по направлению «Информатика и вычислительная техника», студентам достаточно предоставить компьютер с установленным программным обеспечением (ПО), которое необходимо для той или иной дисциплины. Это могут быть дисциплины, связанные с программированием, машинной графикой,

моделированием, численными расчетами, базами данных и др. Что касается прав пользователя, то это в большинстве случаев могут быть права обычного пользователя. Если же приложение для своей нормальной работы требует от пользователя больше прав (привилегий), то можно либо изменить настройки реестра, либо воспользоваться иным приложением. Однако есть целый ряд дисциплин, где студенту для выполнения определенных действий нужны совсем другие права — права администратора (суперпользователя). К таким дисциплинам можно отнести, например, «Операционные системы», «Сети ЭВМ и телекоммуникации», «Вычислительные системы», «Администрирование информационных систем», «Распределенные вычисления на сетях», «Корпоративные сети», «Сети ЭВМ со службой каталога» и некоторые другие. Это в основном дисциплины, в которых изучается системное ПО. Причем некоторые из этих дисциплин предполагают, что студент должен иметь возможность настраивать (конфигурировать) не один, а сразу несколько компьютеров. Предоставить такие ресурсы каждому при большом количестве студентов нереально. Поэтому вполне разумным представляется использовать для этих задач виртуальные машины, благо в настоящее время имеется достаточное количество программ, которые позволяют их создавать, редактировать и запускать [1].

Очевидно, что в процессе обучения ошибки — это норма, а не исключение. Виртуальные машины удобны не только тем, что в случае неверных действий студент легко может перезапустить свою машину или взять новую. Ведь виртуальная машина представляется всего лишь набором файлов. Они позволяют существенно снизить затраты на организацию учебного процесса, сделать его более эффективным. Процесс использования виртуальных машин начался в конце прошлого века, по этому пути пошли во многих учебных заведениях. Более того, в настоящее время наблюдается тенденция не просто использования виртуальных машин, а переноса их в так называемые облака, когда пользователю посредством современных сетевых технологий предоставляются необходимые вычислительные и информационные ресурсы, и он взаимодействует с нужными ему программами, которые могут выполняться далеко от него. Пользователя очень часто интересует, прежде всего, возможность выполнить нужные ему вычисления и быть спокойным за доступность и сохранность своих данных. Речь идет об организации и использовании виртуальных облачных вычислений [2]. Очевидно, что этот ресурс можно и нужно применять в том числе и в учебном процессе.

Виртуальные машины удобны тем, что преподаватель может подготовить различные варианты машин, содержащие в себе те или иные задания. Например, это могут быть виртуальные машины с ошибками в конфигурации, которые нужно найти и исправить. Или машины, на которых предустановлено необходимое (специфическое) ПО, с которым нужно проделать те или иные работы. И каждый студент может проделать необходимые действия без опасения испортить работу собственно компьютера или работу другого студента.

Особую значимость виртуальные машины приобретают при желании предоставить студентам необходимые ресурсы не локально, а удаленно — посредством современных интернет-технологий. Иногда желательно, чтобы студент имел возможность запускать виртуальные машины, не находясь непосредственно в компьютерном классе. При этом студентов может быть много, и они не должны мешать друг другу, их работа должна быть удобной, не требовать больших ресурсов, и этой работой нужно иметь возможность легко управлять. То есть речь идет о переносе виртуальных машин в облачную среду [3].

Даже в рамках одной дисциплины, связанной с IT-технологиями, необходимо иметь возможность виртуализации очень широкого спектра задач. В настоящее время имеется несколько достаточно эффективных технологий виртуализации.

Они имеют разную эффективность или направленность. Причем есть проприетарные, а есть и открытые. Первые, порой хоть и обладают масштабируемостью и у них имеются большие возможности, не только дороги, но и закрыты, что уже само по себе плохо. В частности, их трудно изучать и практически невозможно развивать. А вторые — открытые — пока еще требуют немалого труда тех, кто пытается их использовать и развивать. Зато есть возможность организовать выполнение виртуальных машин на имеющихся достаточно скромных ресурсах, которые столь характерны для учебных заведений. Кроме того, мы считаем принципиально важным в учебном процессе ориентироваться именно на открытые технологии, поскольку тогда их могут изучать сами студенты, а иногда и вносить свой посильный вклад в их развитие.

К сожалению, из-за специфики учебного процесса одна отдельно взятая система виртуализации не может решить все задачи. Поэтому целесообразно использовать несколько технологий и даже комбинировать их [4]. Для решения самой простой из названных задач достаточно иметь не самый сильный компьютер, на котором можно будет запускать виртуальную машину. Одной из наиболее подходящих для этой цели является программа Oracle VM VirtualBox. Она работает на компьютерах с архитектурой ia32 и ее 64-битовых расширениях от AMD и Intel и прекрасно виртуализирует такие машины. За использование Oracle VM VirtualBox на рабочем месте говорят следующие обстоятельства:

- 1) удобный интерфейс, рассчитанный на неподготовленного пользователя;
- 2) большой набор виртуализируемых устройств, очень полезный в учебном процессе;
- 3) простой и удобный экспорт и импорт образов виртуальных машин;
- 4) простой и удобный механизм создания «снимков» (snapshot) состояния виртуальной машины, что очень помогает при проведении экспериментов;
- 5) кроссплатформенность. Oracle VM VirtualBox работает на большом количестве 32- и 64-битных операционных систем. Эту программу студенты часто устанавливают на свои персональные компьютеры и ноутбуки.

Однако при запуске нескольких виртуальных машин на одном компьютере (например, при изучении вычислительных сетей, кластеров, администрирования различных корпоративных сетей) можно столкнуться с нехваткой ресурсов, которыми обладает компьютер. Причем значительными ресурсами тогда должны быть обеспечены все рабочие места в компьютерном классе. Поэтому для работы сразу с несколькими вирту-

альными машинами можно либо запускать их на мощном сервере и использовать режим терминального сервера для работы с ними, либо часть виртуальных машин по-прежнему запускать на локальном компьютере, а остальную часть — на сервере, связывая вместе свои виртуальные машины посредством сетевых технологий (создавая виртуальные сети).

При потреблении ресурсов сервера для запуска виртуальных машин для удаленных пользователей использовать программу Oracle VM VirtualBox хоть и можно, но считать это удачным решением нельзя. Эта программа требует достаточно больших вычислительных ресурсов, и для разделения виртуальных сетей одного пользователя от виртуальных сетей другого пользователя нужны организационные решения, связанные с именованием этих сетей для их изоляции друг от друга. Для запуска каждой отдельной виртуальной машины на сервере нужно выделить для нее все необходимые ресурсы, и прежде всего — оперативную память, при том, что эти машины могут быть однотипными и желательно было бы организовать реентерабельную работу кода запускаемых операционных систем. Поэтому при выборе в качестве серверной операционной системы GNU/Linux более приемлемым представляется использование технологии KVM или еще лучше LXC (Linux-container), поскольку современные процессоры поддерживают аппаратные средства виртуализации. LXC — это система виртуализации на уровне операционной системы, которая позволяет запускать одновременно несколько изолированных экземпляров операционной системы Linux, но при этом использовать один экземпляр ядра этой операционной системы, создавая собственное виртуальное окружение и стеки для каждой машины.

Для построения серверной части системы виртуализации нами были использованы именно эти технологии — KVM и LXC. Их выбор объясняется следующим. Поскольку в качестве хост-системы мы используем ОС Oracle Linux 6.x, то от технологии Xen приходится отказаться, так как ядро Oracle Linux 6.x оптимизировано для запуска KVM и LXC. Компания Oracle хоть и является одним из главных поставщиков проприетарных технологий, но, унаследовав информационные технологии от компании Sun Microsystems, она поддерживает открытые проекты. Поэтому мы считаем разумным использовать возможности, заложенные в упомянутую операционную систему, и соответствующие технологии по созданию облачных вычислений на базе этой платформы, которые поддерживает Oracle.

С одной стороны, технология LXC обеспечивает наименьшие затраты на создание виртуально-

го окружения. Данная технология позволяет использовать основное ядро операционной системы для запуска виртуального окружения. Кроме того, «контейнер» тоже выполняет ПО основной (host) системы. В целом ряде случаев привлекателен режим запуска отдельных программ и служб в так называемой «песочнице». Этот режим вообще не требует установки ПО внутри контейнера.

С другой стороны, при использовании Linux-контейнеров невозможно решить целый ряд задач по виртуализации вычислительных сетей и оборудования. От перечисленных недостатков свободна технология KVM, но она требует несколько больших ресурсов для создания виртуального окружения.

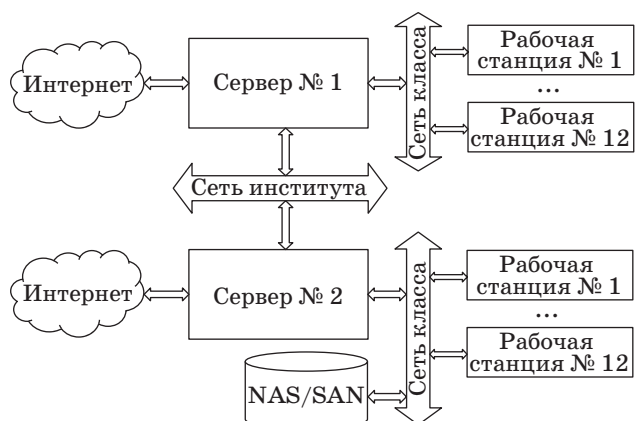
Программное обеспечение KVM состоит из загружаемого модуля ядра, предоставляющего базовый сервис виртуализации, процессорно-специфического загружаемого модуля и компонентов пользовательского режима (модифицированного QEMU). Правда, для создания виртуальных машин и внесения изменений в их конфигурации необходимы права суперпользователя, что нельзя делать по соображениям безопасности. Другими словами, студенты должны всего лишь работать со своими виртуальными машинами (на правах суперпользователя), а готовить эти машины для запуска и запускать их должен преподаватель или его ассистент.

Таким образом, изложенные технологии виртуализации при использовании их в учебном процессе позволяют нам получить следующие преимущества:

- 1) повышение интенсивности использования оборудования;
- 2) удешевление за счет сокращения покупаемой техники;
- 3) сокращение затрат на обслуживание;
- 4) сокращение затрат на восстановление;
- 5) простота администрирования;
- 6) сокращение времени на развертывание приложений;
- 7) возможность гибкого развертывания приложений;
- 8) устранение проблем совместимости приложений.

### **Вариант построения системы виртуализации для организации облака**

В качестве пилотной площадки мы использовали две лаборатории кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения (ГУАП) — сетевых технологий и открытых информационных технологий, которые соединены вместе посредством технологий



■ Рис. 1. Структура сети, выступившей основой для создания облака

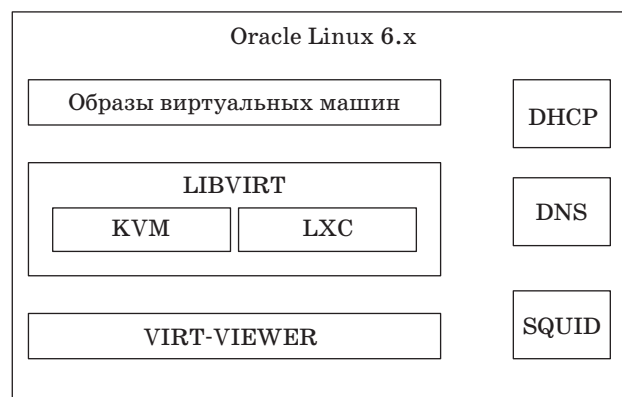
VLAN. Схема этой площадки представлена на рис. 1.

В роли серверной операционной системы (ОС) используется Oracle Linux 6.3. На базе данной ОС сконфигурирован типовой сервер, обеспечивающий работу следующих служб (протоколов): 1) SSH; 2) DNS; 3) NFS; 4) TFTP; 5) BOOTP; 6) DHCP; 7) HTTP; 8) SMTP; 9) POP, IMAP.

Для запуска виртуальных машин на серверах были установлены и настроены:

- 1) оригинальное ядро Oracle, поддерживающее одновременно две системы виртуализации — KVM и LXC;
- 2) кроссплатформенная библиотека управления виртуализацией LIBVIRT;
- 3) система эмуляции компьютера QEMU-KVM;
- 4) GUI для создания и управления виртуальными машинами VIRT-MANAGER;
- 5) Web-интерфейс для создания и управления виртуальными машинами CLOUDMIN.

Это ПО, предназначенное для запуска виртуальных машин, можно представить следующим образом (рис. 2).



■ Рис. 2. Основное ПО на серверах виртуализации

- Рабочие станции имеют следующее ПО (рис. 3):
- 1) ядро ОС Oracle Linux 6.3 с LXC;
  - 2) кроссплатформенную библиотеку управления виртуализацией LIBVIRT;
  - 3) клиента системы доступа к виртуальным машинам VIRT-VIEWER;
  - 4) систему виртуализации VirtualBox;
  - 5) SSH-клиента.

С целью сократить расходы на поддержание учебного класса большое значение приобретает технология подготовки и сопровождения компьютеров учебного класса. Рабочие станции в классе имеют несколько режимов загрузки:

- 1) обычная загрузка с локального носителя (HDD, DVD, USB);
- 2) сетевая загрузка (PXE);
- 3) сетевая загрузка (iSCSI).

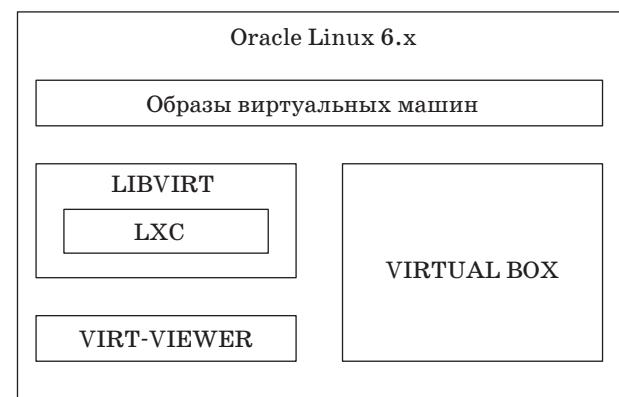
При обычной загрузке на рабочих местах используется ОС Oracle Linux 6.x. На рабочих станциях локально установлена система виртуализации Oracle VM VirtualBox с возможностью использовать сетевые образы виртуальных машин следующими способами:

- 1) клонированием из репозитория;
- 2) удаленным запуском с помощью сетевой файловой системы NFS.

При этом на рабочих станциях настроено несколько клиентов удаленного доступа:

- 1) классический удаленный доступ к X-клиенту (позволяет запускать любое графическое приложение);
- 2) клиент VNC;
- 3) клиент SPICE (удаленный доступ к виртуальным машинам);
- 4) клиент RDP (удаленный доступ к виртуальным машинам MS Windows по протоколу RDP).

Для работы с сервером на рабочих станциях установлен и настроен клиент для удаленного доступа к виртуальным машинам VIRT-VIEWER, позволяющий создавать, изменять и использовать виртуальные машины на сервере с помощью



■ Рис. 3. ПО виртуализации на клиентских станциях



GUI. Те же задачи можно выполнять с помощью Web-интерфейса CLOUDMIN или из командной строки с помощью SSH (VIRTSH).

При этом для изучения системного ПО используются следующие схемы (режимы работы):

1) виртуальный «тонкий клиент». Удаленная загрузка виртуальной ОС на бездисктовую рабочую станцию;

2) терминальный доступ к виртуальной ОС;

3) создание и (или) запуск локальных виртуальных машин с помощью образов, хранящихся локально;

4) запуск локальных виртуальных машин с помощью образов, хранящихся на сетевом хранилище;

5) создание студентами своих виртуальных машин из дистрибутивов и запуск их на локальных машинах или на сервере.

### Заключение

Ресурсоемкая технология запуска и поддержки большого количества виртуальных машин может быть решена переносом большей части из них на сервер или кластер. Правильный выбор

специального системного ПО для работы с виртуальными машинами может существенно снизить нагрузку на сервер. Целесообразно ориентироваться на открытые технологии, поскольку это дает больше гибкости и позволяет вовлечь студентов в их освоение и развитие.

### Литература

1. Гордеев А. В. Виртуальные машины и сети // Информационно-управляющие системы. 2006. № 2(21). С. 21–26.
2. Черняк М. Эпоха великого переселения ИТ // Открытые системы. 2012. № 01. <http://www.osp.ru/os/2012/01/13012622/> (дата обращения: 24.11.2012).
3. Облака: три источника и три составных части // Открытые системы. 2010. № 01. <http://www.osp.ru/os/2010/01/13000672/> (дата обращения: 24.11.2012).
4. Николаев А., Тормасов А. Современная виртуализация // Открытые системы. 2007. № 02. <http://www.osp.ru/os/2007/02/4108084/> (дата обращения: 24.11.2012).

УДК 004.75

## ОЦЕНИВАНИЕ РЕСУРСОЕМКОСТИ РЕИНЖИНИРИНГА ИНФОРМАТИЗИРОВАННЫХ БИЗНЕС-ПРОЦЕССОВ

**И. В. Логинов,**  
канд. техн. наук  
Академия ФСО России, г. Орел

*Предложена методика оценивания ресурсоемкости реинжиниринга бизнес-процессов с высокой степенью автоматизации с учетом затрат ресурсов на весь жизненный цикл. Представленная методика предназначена для оценивания ресурсоемкости внутренних проектов ИТ-служб крупных предприятий на этапе выбора первоочередных проектов на основе интервальных оценок по показателям длительности, материалоемкости и трудоемкости.*

**Ключевые слова** — АСУП, жизненный цикл, реинжиниринг, информатизация, бизнес-процесс, управление.

### Введение

В процессе управления развитием автоматизированных систем управления (АСУ) крупным предприятием решаются задачи реинжиниринга систем автоматизации и соответствующих им бизнес-процессов. Для таких АСУ предприятием (АСУП) характерно одновременное функционирование множества бизнес-процессов с высоким уровнем автоматизации (информатизированных) [1]. В рамках решения задач технико-экономического обоснования выбора первоочередных проектов совершенствования бизнес-процессов необходимо оперативно оценивать значительное количество их альтернатив. Технико-экономическое обоснование предполагает оценивание эффективности мероприятий реинжиниринга. Для этого требуется оценивать предполагаемый целевой эффект от реализации проекта и требуемые ресурсы. На практике целевой эффект в большинстве случаев устанавливается нормативно, а расчет требуемых ресурсов практически невозможен из-за отсутствия проектных решений реинжиниринга. Разработка проектов реинжиниринга для множества альтернатив множества бизнес-процессов экономически нецелесообразна. Известные оценки [2, 3] качества реализации проектов реинжиниринга показывают низкий уровень последних, что в основном определяется заниженными оценками ресурсоемкости. Это обуславливает актуальность разработки методики оценивания ресурсоемкости проекта реинжиниринга с учетом всего жизненного цикла (ЖЦ) модер-

низируемого информатизированного бизнес-процесса (ИБП). При этом отмечается, что существующие методики не в полной мере учитывают недостаточность и неопределенность исходных данных для оценивания ресурсоемкости, что приводит к существенному снижению адекватности ее оценок. Целью работы является создание такой методики оценивания ресурсоемкости, которая бы позволяла рассчитывать оценки требуемых ресурсов для поддержки ЖЦ модернизируемого ИБП. Такие оценки предназначены для использования в многокритериальном анализе множества альтернатив модернизации бизнес-процессов.

### Система ограничений на решение задачи оценивания ресурсоемкости

В работе рассматривается процесс оценивания ресурсоемкости в ИТ-службе крупного предприятия (типа вуза или территориально-распределенного промышленного комплекса). Предполагается, что управление развитием такой АСУП организовано на основе интегрированной информационной поддержки всего ЖЦ [4]. Проект реинжиниринга и техническая поддержка ИБП выполняются в основном сотрудниками ИТ-службы с незначительным привлечением внешних ИТ-компаний. Указанные ограничения позволяют выделить следующие основные факторы, оказывающие существенное влияние на процесс оценивания ресурсоемкости:

— количество проектов в портфеле ИТ-службы велико, что требует значительных ресурсов на

оценивание эффективности в непрерывном режиме;

— квалификация сотрудников за время выполнения ИТ-проектов реинжиниринга изменяется незначительно, и этим изменением можно пренебречь при оценивании ресурсоемкости;

— наличие системы учета эффективности реализованных проектов в рамках информационной поддержки ЖЦ АСУП определяет наличие априорных и апостериорных оценок их ресурсоемкости.

### Анализ методов оценивания ресурсоемкости проектов реинжиниринга

При реализации проектов реинжиниринга высокоавтоматизированных бизнес-процессов средства автоматизации могут являться основным средством производства (4-й уровень ИТ-продукта согласно [3]). В этом случае при наличии множества альтернатив необходимы оценки их эффективности. Для оценивания эффективности реализации проектов широко применяются следующие группы методов [5–9]:

- финансовые методы:
  - бюджетный анализ;
  - экономической анализ добавленной стоимости от ИТ;
  - методология оценивания полной стоимости владения (TCO) [9];
  - анализ совокупного экономического эффекта (TEI);
  - методология быстрого экономического обоснования (REJ);
- качественные методы:
  - портфельный подход;
  - система сбалансированных показателей (Bal. Scorecard) [7];
  - подход информационной экономики (IE);
  - подход в рамках системы показателей ИТ (IT Scorecard);
- статистические и вероятностные методы:
  - проектный подход (PERT и др.);
  - методология «справедливая цена опционов» (ROV);
  - методы прикладной информационной экономики (AIE);
- методы анализа рисков [8].

С использованием этих методов на стадии технико-экономического обоснования определяются как целевой эффект, так и ресурсоемкость проекта реинжиниринга, а также ресурсоемкость процесса поддержки бизнес-процесса, созданного в результате реализации проекта, на всем его ЖЦ. Согласно исследованиям отдельных авторов, апостериорная оценка эффективности в зависимости от уровня модернизации АСУП (выделяются уров-

ни реинжиниринга, информатизации, технологизации, автоматизации и компьютеризации) изменяется в пределах от –150 до 1000 % [10], что свидетельствует о существенном разбросе значений параметров эффективности. Определение оценки эффективности всего проекта с учетом ЖЦ создаваемого бизнес-процесса требует расчета оценок ресурсоемкости.

Оценку ресурсоемкости проекта реинжиниринга ИБП можно осуществлять [11]:

— методом прямого счета, который предполагает непосредственное калькулирование затрат и мало применим на этапе технико-экономического обоснования, поскольку отсутствуют проектные решения (включая перечень работ и требуемых материалов), позволяющие провести такие расчеты;

— методом аналога, сложившимся по аналогичным проектам реинжиниринга и реализованным с их помощью бизнес-процессам, при использовании которого основные статьи затрат определяются на основе средних издержек;

— методом нормативов, который предполагает выделение средних нормативов по отрасли по каждому виду издержек с использованием поправочных коэффициентов, которые учитывают квалификацию и эффективность организации работ ИТ-службы, условия внедрения и реализации проекта, степень сложности и новизны проекта, требования к уровню проекта.

При расчете оценок ресурсоемкости оценивают в первую очередь время выполнения проекта, трудоемкость его реализации сотрудниками различных уровней квалификации, а также требуемые материальные затраты, выражаемые в большинстве случаев в стоимостном виде. Для расчета оценок основных компонентов ресурсоемкости широко применяются методики, основанные на методе нормативов. Среди них выделяются методики: COCOMO (COConstructive COSt MOdel), SLIM (Software Lifecycle Management), PERT (Project evaluation and Review Technique), COSYSMO (COConstructive SYStem engineering cost MOdel), SEER SEM (SEER for Software), IFPUG FPA (International Function Point Users Group Function Point Analysis), MkII FPA (Mk II Function Point Analysis) [2, 12]. Указанные методики оценивания учитывают размер проекта, квалификацию команды и сложившуюся ресурсоемкость отдельных операций. Учет особенностей реализации проекта отражается в использовании лингвистических переменных (от трех до шести значений), которым соответствуют поправочные коэффициенты регрессионных уравнений. В рамках процессов анализа ресурсоемкости широко применяются специальные математические методы, в частности, нечеткие множества [13], с использованием

которых описываются значения исходных параметров; нечетко-интервальные описания [14] для представления итоговых оценок.

Однако данные методики в большинстве случаев учитывают только расходы ресурсов на реализацию самого проекта реинжиниринга без учета ЖЦ реализованного ИБП. Значительный расход ресурсов на поддержку ЖЦ требует учета оценок этих расходов при сопоставлении альтернатив [15]. Пример методики расчета оценок ресурсоемкости процессов технической поддержки через интегрирование потока расходов от момента формирования концепции до момента завершения использования бизнес-процесса представлен в работе [16]. Однако в большинстве случаев эта методика не применима на этапе технико-экономического обоснования из-за отсутствия адекватно прогнозируемых данных о таких финансовых потоках.

Анализ возможности применения рассмотренных методик оценивания ресурсоемкости процессов реинжиниринга ИБП на этапе технико-экономического обоснования показал, что:

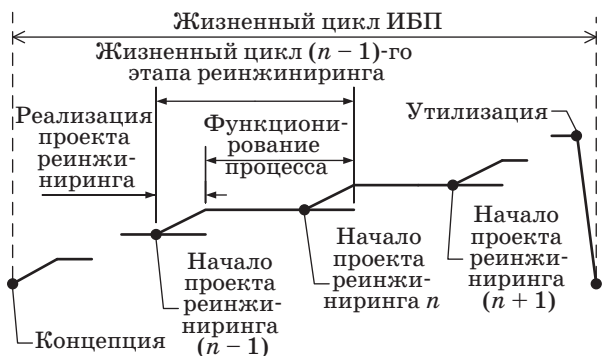
— в большинстве случаев не учитываются затраты на поддержку ЖЦ, величины которых велики для ИБП;

— требуется адаптация коэффициентов регрессионных уравнений для сложившихся на конкретном предприятии условий реализации проектов реинжиниринга.

В целом это определяет необходимость разработки методики оценивания ресурсоемкости проектов реинжиниринга с учетом сопровождения ЖЦ для условий реализации проектов силами ИТ-службы предприятия.

### Методика оценивания ресурсоемкости ЖЦ реинжиниринга с учетом затрат на сопровождение

Информатизированный бизнес-процесс имеет длительный ЖЦ, на котором возможна реализация нескольких проектов реинжиниринга (рис. 1). Результатом реализации проектов реинжиниринга

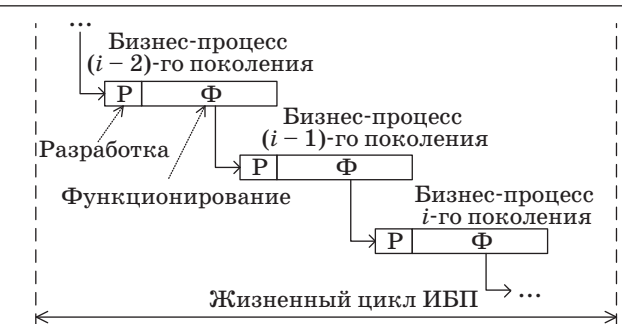


■ Рис. 1. Типовой жизненный цикл ИБП

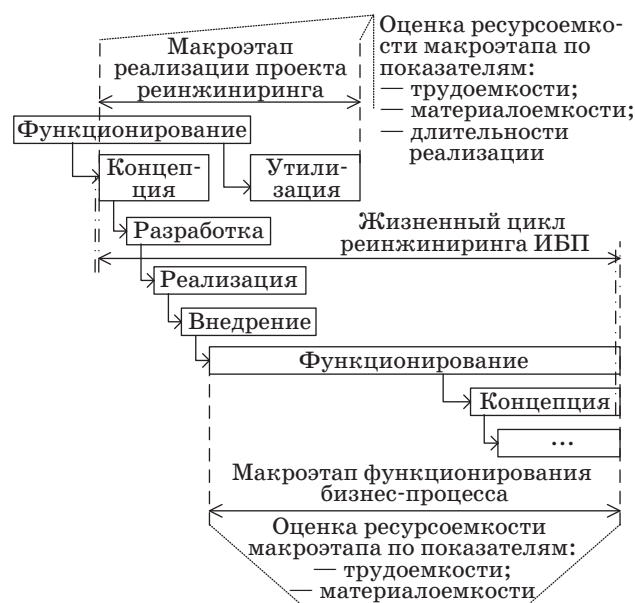
является значительное повышение эффективности ИБП.

Бизнес-процесс, исходя из структуры его ЖЦ, можно представить как совокупность множества этапов реинжиниринга, этапа утилизации и этапа первоначального создания и функционирования. Это позволяет представить ИБП на всем ЖЦ в виде последовательности следующих друг за другом модернизированных бизнес-процессов (или поколений этого бизнес-процесса), как показано на рис. 2.

Такое представление бизнес-процесса позволяет упростить его модель за счет исключения стадии модернизации. В рамках каждого этапа реинжиниринга реализуется весь типовой ЖЦ бизнес-процесса. В работе оценка ресурсоемкости ограничивается ЖЦ анализируемого бизнес-процесса  $i$ -го поколения, без учета предыдущих и последующих стадий, поскольку реинжиниринг приводит к существенному изменению эффективности его функционирования. С точки зрения затрат материальных ресурсов, в рамках ЖЦ выделяется два макроэтапа (рис. 3):



■ Рис. 2. Жизненный цикл ИБП как смена поколений бизнес-процесса



■ Рис. 3. Оценивание ресурсоемкости жизненного цикла реинжиниринга ИБП



— макроэтап реализации проекта реинжиниринга, в который включаются стадии концепции, разработки, реализации, внедрения бизнес-процесса нового поколения, а также утилизация исходного бизнес-процесса;

— макроэтап функционирования бизнес-процесса на рассматриваемой стадии реинжиниринга.

Ресурсоемкость реинжиниринга ИБП необходимо оценивать с учетом затрат на реализацию и поддержку всего ЖЦ бизнес-процесса  $i$ -го поколения. На поддержку ЖЦ расходуются технологические и материальные ресурсы, а также используются человеческие ресурсы. Технологические ресурсы определяются квалификацией сотрудников и организационно-техническими возможностями ИТ-службы предприятия и в процессе ЖЦ стадии бизнес-процесса  $i$ -го поколения практически не расходуются. Непосредственно на поддержку ЖЦ расходуются материальные ресурсы и используются человеческие, с помощью которых осуществляется реализация и обеспечение требуемого качества бизнес-процесса. Расход ресурсов на реализацию проекта реинжиниринга определяется как интегральный расход ресурсов на все частные стадии (формирование концепции реинжиниринга; разработку, реализацию и внедрение проекта реинжиниринга; утилизацию исходного бизнес-процесса). Также требуются ресурсы на поддержку заданного качества сервиса ИБП на этапе его функционирования после реинжиниринга. Ресурсоемкость поддержки бизнес-процесса на этапе функционирования определяется качеством его реализации и внедрения, а также требованиями к уровню его поддержки.

Ресурсоемкость реинжиниринга с учетом поддержки ЖЦ определяется как сумма ресурсоемкости двух указанных макроэтапов ЖЦ. Исходя из разделения ЖЦ бизнес-процесса  $i$ -го поколения с точки зрения затрат ресурсов на два макроэтапа (см. рис. 3), существенно отличающихся особенностями расхода ресурсов, общую ресурсоемкость ЖЦ реинжиниринга ИБП можно представить в виде суммы ресурсоемкости этапов реинжиниринга  $R_r$  и функционирования  $R_f$ :

$$R = R_r + R_f \quad (1)$$

Непосредственно расходуемые на поддержку ЖЦ ресурсы подразделяются на материальные  $r_m$  и трудовые  $r_l$ . На макроэтапе реализации проекта реинжиниринга расходуются еще и временные  $r_t$  ресурсы. Это позволяет представить итоговый расход ресурсов в виде суммы частных показателей расхода ресурсов:

$$R = r_t + r_l + r_m \quad (2)$$

Другие виды ресурсов (структурные, технологические, технические, информационные и управленческие) определяются качеством (уровнем организации) ИТ-службы предприятия и в процессе реинжиниринга бизнес-процесса и дальнейшей поддержки его функционирования не расходуются. При этом качество ресурсов этих видов оказывает прямое влияние на качественный уровень реализованного ИБП. Учет особенностей организации ИТ-службы предприятия целесообразен для случая сравнительного анализа проектов реинжиниринга, осуществляемых различными группами. Однако в пределах одной ИТ-службы это очень редкое явление. При этом учитывать данный факт следует при оценивании внешних проектов автоматизации, осуществляемых сторонними организациями.

Необходимость выделения ресурсов трех типов (временных, трудовых и материальных) определяется особенностями ЖЦ ИБП. Поскольку длительность ЖЦ (промежутка времени между циклами реинжиниринга) уменьшается, то момент ввода в эксплуатацию бизнес-процесса  $i$ -го поколения начинает оказывать существенное влияние на целевой эффект. В качестве примера можно отметить, что выпуск на рынок нового ИТ-продукта (который влечет реинжиниринг обеспечивающих его выпуск бизнес-процессов) позже конкурентов приводит к резкому снижению прибыльности. Все три рассматриваемых типа ресурса частично взаимозаменяемые, однако зависимости между ними нелинейные, что отмечено в некоторых методиках по управлению проектами [12]. Методологические основы внешнего проектирования процессов и систем [16] также определяют необходимость разграничения данных типов ресурсов из-за особенностей их расходования.

Поскольку непосредственно рассчитывать предполагаемую ресурсоемкость путем калькуляции затрат на этапе технико-экономического обоснования весьма сложно, то оценивание предлагается осуществлять по методу аналогии. В соответствии с данным методом предлагается соотносить проект реинжиниринга бизнес-процесса с известным проектом-аналогом, реализованным ранее в ИТ-службе предприятия, с учетом эффектов новизны, масштаба и важности проекта. Различие в особенностях макроэтапов по расходу ресурсов обосновывает необходимость использования двух типов проектов-аналогов:

— аналогов проектов реинжиниринга, для которых характерен расход всех трех видов ресурсов: материалов, трудовых и оперативного времени;

— аналогов систем затрат ресурсов на поддержку функционирования ИБП, которые включают в свой состав материалы и трудовые ресурсы.

В работе предлагается:

— для формирования итоговых оценок использовать интервальные представления [14], которые позволяют учесть неопределенность их значений;

— материальные ресурсы оценивать посредством стоимостных оценок, выражаемых в сотнях тысяч рублей;

— для оценивания требуемых трудовых ресурсов использовать показатель трудоемкости, выражаемый в человеко-часах;

— расход оперативного времени оценивать длительностью реализации проекта, выражаемой в днях.

Указанные значения характерны для проектов автоматизации, реализуемых собственными силами ИТ-служб предприятия.

В рамках исходных оценок каждый тип ресурса предлагается оценивать с использованием широко применяемого в моделях оценивания ресурсоемкости проектов (в частности, в PERT [18]) бета-распределения (рис. 4). Функция плотности вероятности такого распределения

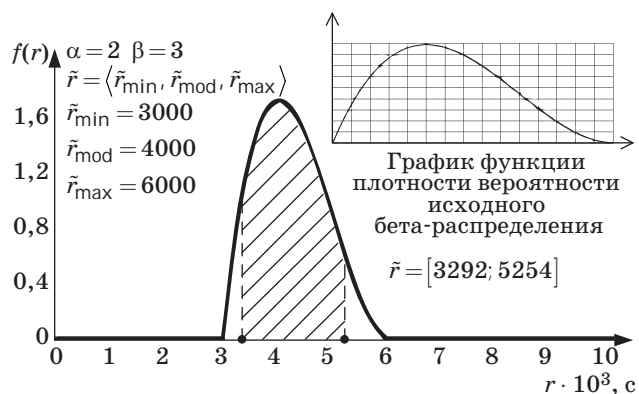
$$f_r(x) = \frac{x^{\alpha-1}(1-x)^{\beta-1}}{B(\alpha, \beta)}, \quad (3)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  — параметры бета-распределения. Мода рассчитывается по формуле

$$r_r^{\text{mod}} = \frac{\alpha - 1}{\alpha + \beta - 2}. \quad (4)$$

В работе параметр  $\alpha = 2$  и считается постоянным.

Для оценивания ресурсоемкости  $\tilde{r}$  проекта при использовании бета-распределения задаются три оценки по каждому типу ресурсов:



■ Рис. 4. Оценивание ресурсоемкости проекта с использованием бета-распределения

— минимальный расход ресурса  $\tilde{r}_{\min}$ ;

— наиболее вероятный расход (мода) ресурса  $\tilde{r}_{\text{mod}}$ ;

— максимально возможный расход ресурса  $\tilde{r}_{\text{max}}$ ;

Параметр  $\beta$  рассчитывается исходя из оценок ресурсоемкости:

$$\frac{\tilde{r}_{\text{mod}} - \tilde{r}_{\min}}{\tilde{r}_{\text{max}} - \tilde{r}_{\min}} = \frac{\alpha - 1}{\alpha + \beta - 2}; \quad (5)$$

$$\beta = \frac{(\alpha - 1)(\tilde{r}_{\text{max}} - \tilde{r}_{\min})}{\tilde{r}_{\text{mod}} - \tilde{r}_{\min}} - \alpha + 2. \quad (6)$$

Доверительный интервал оценок ресурсоемкости устанавливается на уровне 90 % вероятности. На основе функции плотности вероятности ресурсоемкости конкретного проекта определяется интервал, в котором находится оценка ресурсоемкости рассматриваемого показателя.

#### Модель расчета ресурсоемкости проекта реинжиниринга с применением проекта-аналога

Каждый аналог проекта реинжиниринга характеризуется оценками ресурсоемкости, заданными в виде трех оценок:  $\tilde{r} = \langle \tilde{r}_{\min}, \tilde{r}_{\text{mod}}, \tilde{r}_{\text{max}} \rangle$ . Проект-аналог и оценки его ресурсоемкости определяются на основе проектов, реализованных ИТ-службой (учет таких данных осуществляется в системе поддержки ЖЦ АСУП). Оцениваемый проект может отличаться от аналога по новизне, сложности реализации, а также качеству реализации бизнес-процесса. Значения оценок проекта рассчитываются умножением ресурсоемкости проекта-аналога на коэффициенты, отражающие влияние факторов:

$$\tilde{r}_r = \tilde{r}_r^{\text{ан}} \times k_{\text{нов}} \times k_{\text{слож}} \times k_{\text{кач}} \quad (7)$$

где  $\tilde{r}_r^{\text{ан}}$  — оценка ресурсоемкости проекта-аналога;  $k_{\text{нов}}$ ,  $k_{\text{слож}}$ ,  $k_{\text{кач}}$  — коэффициенты, отражающие новизну проекта для ИТ-службы, сложность проекта, требуемый уровень качества нового ИБП.

Значения коэффициентов определяются экспертно на основе анализа ресурсоемкости реализованных проектов реинжиниринга. В качестве исходных могут рассматриваться значения коэффициентов, представленные в табл. 1.

Расчет оценок ресурсоемкости проекта реинжиниринга предполагает экспертное определение значений коэффициентов в форме лингвистических оценок: для  $k_{\text{нов}}$  — это значения оценок {типовой, повторный, новый}; для  $k_{\text{слож}}$  — {простой, стандартный, сложный}; для  $k_{\text{кач}}$  — {низ-

■ Таблица 1. Значения коэффициентов расчета ресурсоемкости проекта

Лингвистическая оценка	Показатель		
	Длительность $r_t$	Материалоемкость $r_m$	Трудоёмкость $r_l$
Коэффициент новизны			
Типовой	0,6	0,8	0,6
Повторный	1,0	1,0	1,0
Новый	1,5	1,3	1,8
Коэффициент сложности			
Простой	0,6	0,9	0,7
Стандартный	1,0	1,0	1,0
Сложный	1,6	1,2	1,7
Коэффициент качества			
Низкий	0,8	0,9	0,8
Средний	1,0	1,0	1,0
Высокий	1,3	1,1	1,5

кий, средний, высокий}. После определения точечных оценок рассчитываются интервальные оценки ресурсоемкости проекта по всем типам ресурсов.

**Модель расчета ресурсоемкости поддержки ИБП на этапе функционирования на основе процесса техподдержки-аналога**

Бизнес-процесс на этапе функционирования сопоставляется с одним из действующих бизнес-процессов — аналогов, для которых известны оценки ресурсоемкости. Отличия оцениваемого бизнес-процесса заключаются в его сложности и в уровне качества сервиса, который должен обеспечиваться. Дополнительно прогнозируется длительность ЖЦ бизнес-процесса  $t_{ЖЦ}$  (стадии функционирования). Учет представленных факторов позволяет рассчитать оценки ресурсоемкости на основе формулы

$$\tilde{r}_f = \tilde{r}_f^{an} \times k_{н\acute{e}i\grave{a}} \times k_{\acute{e}a\grave{a}} \times t_{\acute{E}O}, \quad (8)$$

где  $\tilde{r}_f^{an}$  — оценка ресурсоемкости процесса техподдержки-аналога. В качестве исходных могут рассматриваться значения коэффициентов, представленные в табл. 2.

■ Таблица 2. Значения коэффициентов расчета ресурсоемкости процесса сопровождения

Лингвистическая оценка	Показатель	
	Материалоемкость $r_m$	Трудоёмкость $r_l$
Коэффициент сложности		
Простой	0,8	0,7
Стандартный	1,0	1,0
Сложный	1,3	1,5
Коэффициент качества		
Низкий	0,7	0,6
Средний	1,0	1,0
Высокий	1,4	1,6

**Методика расчета оценок ресурсоемкости реинжиниринга ИБП**

Расчет оценок ресурсоемкости реинжиниринга бизнес-процесса по методу аналогии заключается в следующей последовательности операций (рис. 5).

1. Экспертное соотнесение альтернативы проекта реинжиниринга бизнес-процесса с одним из известных аналогов проекта реинжиниринга и процессов технической поддержки.

2. Определение отличий альтернативы проекта реинжиниринга от аналогов по всем факторам с использованием лингвистических оценок.

3. Определение коэффициентов, отражающих отличие оцениваемого проекта, по таблицам с использованием лингвистических оценок (сложности, качества, новизны, а также прогнозирование длительности активной эксплуатации бизнес-процесса).

4. Расчет точечных (минимальной, моды и максимальной) оценок ресурсоемкости по формулам (7) и (8).



■ Рис. 5. Методика расчета оценок ресурсоемкости

5. Расчет интервальных оценок с использованием функции бета-распределения с учетом значений доверительного интервала.

6. Сложение оценок потребности в однотипных ресурсах с использованием интервальных методов и получение суммарных оценок ресурсоемкости поддержки ЖЦ бизнес-процесса  $i$ -го поколения по формуле (1).

Результатом применения методики являются оценки значений ресурсоемкости реинжиниринга бизнес-процесса с учетом ЖЦ по показателям материальных, трудовых затрат и затрат оперативного времени. Указанные оценки могут использоваться при многокритериальном анализе множества альтернатив модернизации АСУП с учетом целевых эффектов, возможностей и ресурсов ИТ-службы, бюджетных лимитов и т. д.

### Пример расчета оценок ресурсоемкости реинжиниринга

Рассмотрим пример расчета оценок ресурсоемкости типового проекта реинжиниринга ИБП АСУ вуза согласно представленной методики.

1. По итогам экспертного анализа проект реинжиниринга бизнес-процесса соотнесен с классом проектов и классов ЖЦ, характеризующимся оценками, представленными в табл. 3.

2. Лингвистические оценки для проекта составили:

реинжиниринг = <новый, простой, высокий>;  
техническая поддержка = <стандартный, высокий>.

3. Значения коэффициентов:  
реинжиниринг = <1,5; 1,0; 1,3> <1,3; 1,0; 1,1>  
<1,8; 1,0; 1,5>;  
техническая поддержка = <1,0; 1,4> <1,0; 1,6>.

■ Таблица 3. Оценки показателей ресурсоемкости проектов-аналогов

Показатель	Ед. измерения	Интервал	min	Мода	max
Аналог проекта реинжиниринга					
Длительность $r_t$	дн.	[22; 32]	20	25	35
Материалоемкость $r_m$	млн р.	[2,3; 3,2]	2,2	2,8	3,5
Трудоёмкость $r_l$	чел.-ч	[750; 1100]	700	900	1200
Аналог процесса технической поддержки					
Материалоемкость $r_m$	млн р.	[0,5; 1,0]	0,4	0,6	1,2
Трудоёмкость $r_l$	чел.-ч	[160; 220]	150	180	240

■ Таблица 4. Оценки показателей ресурсоемкости проекта реинжиниринга

Показатель	Ед. измерения	min	Мода	max
Проект реинжиниринга				
Длительность $r_t$	дн.	39	48,8	68,3
Материалоемкость $r_m$	млн р.	3,1	4,0	5,0
Трудоёмкость $r_l$	чел.-ч	1890	2430	3240
Процесс технической поддержки				
Материалоемкость $r_m$	млн р.	1,4	2,1	4,2
Трудоёмкость $r_l$	чел.-ч	600	720	960

Длительность ЖЦ (этапа функционирования) составляет 2,5 года:  $t_{ЖЦ} = 2$ .

4. Расчет точечных оценок (табл. 4).

5. Расчет интервальных оценок:

$$r_{r,t} \in [41,9; 61,0], r_{r,m} \in [3,4; 4,7],$$

$$r_{r,l} \in [2043; 2978], r_{f,m} \in [1,6; 3,2], r_{f,l} \in [635; 870].$$

6. Итоговые оценки ресурсоемкости:

$$R_t \in [41,9; 61,0], R_m \in [5,0; 8,0], R_l \in [2678; 3848].$$

Представленные оценки ресурсоемкости альтернативы проекта реинжиниринга могут использоваться при выборе направлений совершенствования АСУП (в конкретном примере — АСУ вуза).

### Заключение

В работе представлена методика разомкнутого оценивания ресурсоемкости проектов реинжиниринга бизнес-процессов с учетом поддержки всего их ЖЦ. Методика базируется на методе аналогов с использованием лингвистических переменных, отражающих отличия оцениваемого проекта от аналогов. Результат представляется в виде интервала. Рассматриваемая методика предназначена для внутренних проектов автоматизации крупных предприятий и позволяет получить оценки ресурсоемкости проектов на всем ЖЦ на этапе технико-экономического анализа. Полученные оценки могут использоваться в процессе управления портфелями ИТ-проектов при выборе альтернатив для реализации. Разработка моделей и методик оценивания эффективности ИТ-проектов является направлением дальнейших исследований.



## Литература

1. **Логинов И. В.** Управление жизненным циклом информатизированных бизнес-процессов // Программные продукты и системы. 2012. № 2. С. 44–47.
2. **Tomozei C., Vetrici M., Amancei C.** IT & C Projects Duration Assessment Based on Audit and Software Re-engineering // Informatica Economica. 2009. Vol. 13. N 1. P. 117–126.
3. **Zarnekow R., Brenner W.** A Product-based Information Management Approach // Proc. of 11th European Conf. on Information Systems (ECIS), Naples, Italy, June 19–21 2003. P. 2251–2263.
4. **Гришаков В. Г., Логинов И. В., Христенко Д. В.** Управление модернизацией АСУ предприятием на основе информационной поддержки ее жизненного цикла // Информационно-управляющие системы. 2012. № 3. С. 84–90.
5. **Ледовский А.** Методологические подходы к оценке эффективности ИТ-проектов // CITForum. 10 октября 2006. <http://citforum.ru/gazeta/22> (дата обращения: 15.10.2012).
6. **Мэйор Т.** Методологии оценки ИТ // Директор информационной службы. 2002. № 09. <http://www.osp.ru/cio/2002/09/172287> (дата обращения: 15.10.2012).
7. **Янченко Н. С.** Применение системы сбалансированных показателей для оценки эффективности ИТ-проектов // Вестник УрФУ. Сер. Экономика и управление. 2008. № 4. С. 86–95.
8. **Aloini D., Dulmin R., Mininno V.** Risk management in ERP project introduction: Review of the literature // Information and Management. 2007. № 44. P. 547–567.
9. **Пешкова О. В.** Об одном подходе к оценке эффективности автоматизации управления ресурсами предприятия // Известия Иркутской государственной экономической академии. 2007. № 6. С. 110–112.
10. **Бердников В. А., Мирионков Н. В.** Эффективность управления ИТ-проектами на полной стадии их реализации // Вестник Самарского государственного университета. 2006. № 8. С. 145–152.
11. **Гаврилов Н. А.** Методы прогнозной оценки эксплуатационных затрат при определении эффективности инвестиционных проектов // Вологодские чтения: материалы науч.-техн. конф. 2002. Вып. 30. С. 21–22.
12. **Jo Ann Lane.** Cost Model Extensions to Support Systems Engineering Cost Estimation for Complex Systems and Systems of Systems // 7th Annual Conf. on Systems Engineering Research, Loughborough University, 20–23 Apr. 2009. DOI= <http://cser.lboro.ac.uk/papers/S02-14.pdf> (дата обращения: 15.10.2012).
13. **Гончаренко А. Н.** Теоретико-множественный анализ эффективности реализации ИТ-проектов горного предприятия на основе нечеткой логики // Научный вестник Московского государственного горного университета. 2011. № 3. С. 10–16.
14. **Гареев Т. Ф.** Нечетко-интервальные описания при оценке эффективности инновационных проектов // Вестник Казанского технологического университета. 2006. № 4. С. 256–265.
15. **Курсин Д. А.** Расчет стоимости жизненного цикла сложного машиностроительного изделия при принятии решения о совершенствовании проекта // Наука и образование: электронное научно-техническое издание. 2011. № 10. С. 58–58. DOI= [http://technomag.edu.ru/file/504809.html?\\_\\_s=1](http://technomag.edu.ru/file/504809.html?__s=1) (дата обращения: 15.10.2012).
16. **Гусев Д. И.** Алгоритм оценки эффективности ИТ-услуг // Алгоритмы, методы и системы обработки данных: сб. науч. ст. 2008. № 13. С. 31–37.
17. **Петухов Г. Б., Якунин В. И.** Методологические основы внешнего проектирования целенаправленных процессов и целеустремленных систем. — М.: АСТ, 2006. — 504 с.
18. **Fred E. Williams.** PERT Completion Times Revisited // INFORMS Transactions on Education. 2005. Vol. 6. N 1. P. 21–34.

## 15-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ» — DSPA'2013

27–29 марта 2013 г.

Место проведения: г. Москва, ул. Профсоюзная, д. 65, Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН

Международная научно-техническая конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение» — DSPA отвечает целям и задачам консолидации и поддержки отечественных ученых и специалистов, работающих в области передовых информационных технологий реального времени, расширения международных научных связей и содействия внедрению высоких наукоемких технологий XXI века.

### Организаторы

Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова  
IEEE Signal Processing Society  
Российская секция IEEE  
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН  
Институт проблем управления РАН  
Институт проблем передачи информации РАН  
Московский научно-исследовательский телевизионный институт (ЗАО «МНИТИ»)  
Компания AUTEX Ltd. (ЗАО «АВТЭКС»)

### Направления работы

Теория сигналов и систем  
Теория и методы ЦОС  
Цифровая обработка многомерных сигналов и системы 3D-TV  
Цифровая обработка речевых и звуковых сигналов  
Цифровая обработка изображений  
ЦОС в системах телекоммуникаций  
ЦОС в радиотехнических системах  
ЦОС в системах управления и робототехники  
Цифровая обработка измерительной информации  
Нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений  
Цифровое телевидение  
Цифровое радиовещание  
ЦОС в системах защиты информации  
Проектирование и техническая реализация систем ЦОС  
ЦОС в открытых системах  
Проблемы подготовки специалистов в области ЦОС

Пленарное заседание включает доклады ведущих российских и зарубежных ученых и специалистов в области цифровой обработки сигналов по наиболее актуальным направлениям развития отрасли.

Семинары и презентации фирм, работающих в сфере цифровых технологий обработки сигналов, традиционно собирают большое число заинтересованных специалистов, позволяя получать информацию «из первых уст».

Работа круглого стола направлена на обсуждение ряда актуальных вопросов, стоящих перед современными учеными и инженерами, преподавателями и исследователями, работающими в области ЦОС.

По результатам работы конференции выбирают лучшие доклады молодых ученых и проводится награждение ценными призами от организаторов конференции.

Приглашаем всех, кто заинтересован в развитии отечественной школы цифровой обработки сигналов и практического применения последней, принять участие в конференции DSPA!

### Дополнительная информация и справки

Адрес организационного комитета:  
107031 Москва, Российское НТОРЭС им. А. С. Попова, Рождественка, 6/9/20, стр. 1 (3-й этаж, комнаты № 11, 3, 4, 5)  
Регистрация участников: [org-rntores@mail.ru](mailto:org-rntores@mail.ru)  
Организационные вопросы: Самсонов Геннадий Андреевич, тел.: +7 (495) 621-71-08, эл. адрес: [rntores@mail.ru](mailto:rntores@mail.ru)  
Прием докладов: Третьяков Геннадий Николаевич тел.: +7 (495) 621-16-39, эл. адрес: [doklad-rntores@mail.ru](mailto:doklad-rntores@mail.ru)  
Взносы, финансы: Алексеева Любовь Ильинична тел./факс: +7 (495) 621-06-10, эл. адрес: [vznos-rntores@mail.ru](mailto:vznos-rntores@mail.ru)  
Сайт: <http://www.rntores.ru/>



## 68-Я ВСЕРОССИЙСКАЯ (С МЕЖДУНАРОДНЫМ УЧАСТИЕМ) КОНФЕРЕНЦИЯ, ПОСВЯЩЕННАЯ ДНЮ РАДИО — RDC-2013

15–16 мая 2013 г.

Место проведения: г. Москва, Авиамоторная ул., д. 8, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ)

### Организаторы

Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова  
Московский технический университет связи и информатики

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН

Российская секция IEEE

Вневедомственный экспертный совет по проблемам воздушно-космической обороны  
Московский научно-исследовательский телевизионный институт (ЗАО «МНИТИ»)

### Направления работы

Автоматическая связь

Теория телетрафика

Многоканальная электросвязь

Мобильные устройства и системы

Вычислительные машины и комплексы

Устройства и системы памяти

Нейроинтеллект

Защита информации

Телевидение и радиовещание

Прикладные проблемы информационных технологий

Радиоэлектроника в биологии, медицине и экологии

### Правила приема докладов

Доклады принимаются по электронной почте:

E-mail: doklad-rntores@mail.ru

Вместе с докладом представляются заявка от каждого соавтора, акт экспертизы, аннотация на английском языке (до 600 знаков с учетом названия доклада, фамилий авторов и названия организации).

### Регистрационный взнос

В сумму взноса входит стоимость доклада, публикации его текста в сборнике докладов конференции и одного экземпляра издания.

Подробности на сайте конференции — [http://www.rntores.ru/RDC/RDC-Polnaja\\_stranica.htm](http://www.rntores.ru/RDC/RDC-Polnaja_stranica.htm)

В случае отклонения доклада взнос возвращается. Слушатели приглашаются бесплатно.

### Публикация материалов

По результатам конференции публикуется сборник докладов конференции, каждому зарегистрированному участнику предоставляется экземпляр издания. Слушатели могут приобрести сборник докладов конференции во время ее работы.

### Контрольные сроки

Представление докладов — до 28 февраля 2013 года.

### Дополнительная информация и справки

Адрес организационного комитета:

107031 Москва, Российское НТОРЭС им. А. С. Попова, Рождественка, 6/9/20, стр. 1 (3-й этаж, комнаты № 11, 3, 4, 5)

Регистрация участников: [org-rntores@mail.ru](mailto:org-rntores@mail.ru)

Организационные вопросы: Самсонов Геннадий Андреевич, тел.: +7 (495) 621-71-08,

эл. адрес: [rntores@mail.ru](mailto:rntores@mail.ru)

Прием докладов: Третьяков Геннадий Николаевич тел.: +7 (495) 621-16-39,

эл. адрес: [doklad-rntores@mail.ru](mailto:doklad-rntores@mail.ru)

Взносы, финансы: Алексеева Любовь Ильинична тел./факс: +7 (495) 621-06-10,

эл. адрес: [vznos-rntores@mail.ru](mailto:vznos-rntores@mail.ru)

Сайт: <http://www.rntores.ru/>

**БАЛБЕРИН**  
Владимир  
Вадимович



Кандидат технических наук, доцент кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1982 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Электронные вычислительные машины».

В 1989 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 16 научных публикаций и трех зарегистрированных алгоритмов.

Область научных интересов — теория операционных систем, виртуализация, теория вычислительных сетей.

Эл. адрес: [vlavad@gmail.com](mailto:vlavad@gmail.com)

**БАЛОНИН**  
Николай  
Алексеевич



Профессор кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1982 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности «Автоматика и телемеханика».

В 2008 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 70 научных публикаций, в том числе трех монографий.

Область научных интересов — теория динамических систем, теория идентификации, теория операторов, теория матриц, вычислительные методы, интернет-робототехника, интернет-книжки с исполняемыми алгоритмами, научные социальные сети.

Эл. адрес: [korbendfs@mail.ru](mailto:korbendfs@mail.ru)

**БУГАКОВ**  
Данила  
Андреевич



Инженер по автоматизации и механизации производственных процессов ОАО «Новолипецкий металлургический комбинат».

В 2012 году окончил магистратуру Липецкого государственного технического университета по специальности «Информатика и вычислительная техника».

Является автором двух научных публикаций.

Область научных интересов — исследование информации, представленной в различной форме.

Эл. адрес: [danila@lipetsk.ru](mailto:danila@lipetsk.ru)

**БУРАЧЕНКО**  
Дмитрий  
Леонидович



Профессор кафедры общеобразовательных дисциплин Военной академии связи им. С. М. Буденного, г. Санкт-Петербург, доцент кафедры теоретических основ связи и радиотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, заслуженный изобретатель РФ.

В 1958 году окончил Военную академию связи им. С. М. Буденного по специальности «Радиосвязь».

В 1964 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором более 100 научных и методических публикаций, включая три монографии. Область научных интересов — оптимальное разделение принимаемых неортогональных сигналов многих пользователей и др.

Эл. адрес: [burachenkodl@mail.ru](mailto:burachenkodl@mail.ru)

**ВАГАНОВ**  
Михаил  
Александрович



Ассистент, младший научный сотрудник, аспирант кафедры электроники и оптической связи Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, стипендиат Президента РФ и Международного научного общества SPIE (The International Society for Optical Engineering).

В 2010 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Телекоммуникации».

Является автором 20 научных публикаций и двух патентов на изобретения.

Область научных интересов — оптическая спектроскопия, теория сигналов, теория линейных систем, волоконная оптика.

Эл. адрес: [ma.vaganov@gmail.com](mailto:ma.vaganov@gmail.com)

**ВИНЕЛЬ**  
Алексей  
Викторович



Ведущий научный сотрудник НПФ «Информационные и сетевые технологии», г. Москва.

В 2005 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по магистерскому направлению «Информационные системы в экономике».

В 2007 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором более 50 научных публикаций.

Область научных интересов — случайный множественный доступ, анализ и оценка производительности беспроводных сетей передачи данных.

Эл. адрес: [vinel@ieee.org](mailto:vinel@ieee.org)



**ГОРДЕЕВ**  
**Александр**  
**Владимирович**



Профессор кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1975 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения.

В 1998 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 90 научных публикаций.

Область научных интересов — моделирование параллельных вычислительных систем, распределенные вычисления, вычислительные сети.

Эл. адрес: avg@aanet.ru

**ДЖУМКОВ**  
**Валентин**  
**Валентинович**



Адъюнкт кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург.

В 2008 году окончил Военно-космическую академию им. А. Ф. Можайского по специальности «Радиоэлектронные системы».

Является автором 12 научных публикаций.

Область научных интересов — совершенствование методов и алгоритмов информационного обмена с космическими аппаратами, выбора параметров канальных протоколов, космические радиотехнические системы и современные технологии их эксплуатации, теория разрядных вычислений, методы проектирования спецпроцессоров для систем контроля и управления, опτικο-информационные системы.

Эл. адрес: valentin32k@mail.ru

**ЖИЛЯЕВ**  
**Алексей**  
**Александрович**



Разработчик ООО «НПК «Разумные решения», студент факультета информатики Самарского государственного аэрокосмического университета им. акад. С. П. Королева.

Является автором трех научных публикаций.

Область научных интересов — мультиагентные системы для решения сложных задач в управлении ресурсами.

Эл. адрес: blackfenix@inbox.com

**ЗЯБЛОВ**  
**Виктор**  
**Васильевич**



Профессор, заведующий лабораторией информационных технологий передачи, анализа и защиты данных Института проблем передачи информации им. А. А. Харкевича РАН, г. Москва.

В 1961 году окончил Московское высшее техническое училище им. Н. Э. Баумана по специальности «Радиотехника».

В 1979 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 200 научных публикаций, в том числе четырех монографий и семи патентов на изобретения.

Область научных интересов — теория информации, теория кодирования.

Эл. адрес: zyablov@iitp.ru

**КОБОЗЕВА**  
**Ирина**  
**Геннадьевна**



Младший научный сотрудник Института проблем передачи информации им. А. А. Харкевича РАН, г. Москва, аспирант Московского физико-технического института (государственного университета).

В 2010 году окончила Московский физико-технический институт (государственный университет) по специальности «Прикладные математика и физика».

Является автором пяти научных публикаций.

Область научных интересов — теория информации, теория кодирования.

Эл. адрес: kobozeva@iitp.ru

**КОВЦУР**  
**Максим**  
**Михайлович**



Аспирант кафедры информационной безопасности телекоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича.

В 2008 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича по специальности «Многоканальные телекоммуникационные системы».

Является автором семи научных публикаций.

Область научных интересов — обеспечение безопасности в сетях IP-телефонии, протоколы IP-телефонии, информационная безопасность, обеспечение качества обслуживания в IP-телефонии.

Эл. адрес: maxkovzur@mail.ru

**КОТЛИКОВ  
Евгений  
Николаевич**



Профессор, доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой физики Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, заслуженный работник высшей школы РФ.

В 1969 году окончил Ленинградский государственный университет по специальности «Физика, оптика и спектроскопия».

В 1982 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора физико-математических наук.

Является автором 150 научных публикаций и 13 изобретений. Область научных интересов — оптика и спектроскопия, оптическое приборостроение, физика тонких пленок.

Эл. адрес: ekotlikov45@mail.ru

**КУЗНЕЦОВ  
Леонид  
Александрович**



Профессор, заведующий кафедрой автоматизированных систем управления Липецкого государственного технического университета, заслуженный деятель науки РФ.

В 1967 году окончил Московский институт стали и сплавов по специальности «Автоматизация».

В 1985 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 400 научных публикаций, в том числе восьми монографий и 22 патентов и свидетельств на изобретения.

Область научных интересов — формально-математическое представление и моделирование информационных объектов, управление качеством, финансово-хозяйственной деятельностью, проверка знаний.

Эл. адрес: kuznetsov@stu.lipetsk.ru

**КУЛАКОВ  
Сергей  
Викторович**



Профессор, заведующий кафедрой электроники и оптической связи Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, лауреат Государственной премии СССР, заслуженный деятель науки и техники РФ, академик Международной академии наук высшей школы.

В 1953 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиотехника».

В 1980 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором 160 научных публикаций и более 30 авторских свидетельств на изобретения.

Область научных интересов — акустооптика, акустоэлектроника, радиотехника.

Эл. адрес: svk25@mail.ru

**ЛОГИНОВ  
Илья  
Валентинович**



Инженер Академии ФСО России, г. Орел.

В 2005 году окончил Академию ФСО России по специальности «Информационная безопасность теплокоммуникационных систем».

Является автором 45 научных публикаций.

Область научных интересов — теория управления корпоративными информационно-вычислительными сетями, теория полезности, теория планирования.

Эл. адрес: liv@academ.msk.rsnet.ru

**МАЛЬЦЕВ  
Георгий  
Николаевич**



Профессор кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург, заслуженный деятель науки РФ, действительный член Академии космонавтики им. К. Э. Циолковского.

В 1980 году окончил Военный инженерный Краснознаменный институт им. А. Ф. Можайского. В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 250 научных публикаций и 26 запатентованных изобретений.

Область научных интересов — обработка сигналов в радиотехнических и оптико-электронных информационных системах и др.

Эл. адрес: georgiy\_maltsev@mail.ru

**МОСКАЛЕЦ  
Олег  
Дмитриевич**



Доцент кафедры электроники и оптической связи Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1961 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности «Радиотехника».

В 1970 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 120 научных публикаций и пяти патентов на изобретения.

Область научных интересов — теория сигналов, теория линейных систем, спектрально-корреляционный анализ сигналов, квантовая физика.

Эл. адрес: molegd@mail.ru

**НИКИТИН  
Валерий  
Николаевич**



Доцент кафедры информационной безопасности телекоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. В 1982 году окончил Военную Краснознаменную академию связи им. С. М. Буденного по специальности «Радиоэлектронная связь». В 1991 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 50 научных и учебных публикаций и семи запатентованных изобретений. Область научных интересов — системы радиосвязи и защиты информации, криптографические протоколы, методы согласования работы дискретных автоматов. Эл. адрес: vnikitin@rdnet.ru

**ОХОТНИКОВ  
Сергей  
Аркадьевич**



Ассистент кафедры радиотехнических и медико-биологических систем Поволжского государственного технического университета, г. Йошкар-Ола. В 2009 году окончил Марийский государственный технический университет по специальности «Радиотехника». Является автором семи научных публикаций и одного авторского свидетельства РФ. Область научных интересов — обработка изображений групповых точечных объектов. Эл. адрес: OhotnikovSA@volgatech.net

**САВИЩЕНКО  
Николай  
Васильевич**



Профессор Военной академии связи им. С. М. Буденного, г. Санкт-Петербург. В 1986 году окончил Новосибирский государственный университет по специальности «Математика, прикладная математика», в 1989 году — Военную академию связи им. С. М. Буденного по специальности «Математическое обеспечение исследований вооружения и военной техники». В 2006 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 95 научных публикаций. Область научных интересов — математическое моделирование каналов связи, помехоустойчивость сигналов, многомерные сигнальные конструкции. Эл. адрес: snikaspb@mail.ru

**НОВИКОВА  
Юлиана  
Александровна**



Аспирант кафедры физики Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2011 году окончила Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Оптехника, лазерные приборы и системы». Является автором 17 научных публикаций. Область научных интересов — физическая оптика, тонкие пленки, оптика лазеров. Эл. адрес: Nov-Jliana@yandex.ru

**ПЕТРОВ  
Игорь  
Олегович**



Доцент кафедры компьютерной математики Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1985 году окончил Военный инженерный Краснознаменный институт им. А. Ф. Можайского по специальности «Баллистика», в 2006 году — Санкт-Петербургский инженерно-экономический университет по специальности «Юриспруденция». В 1993 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 52 научных публикаций. Область научных интересов — энергетическая теория маневрирования летательных аппаратов, методы оперативного решения краевых задач динамики полета и др. Эл. адрес: petrovigor63@mail.ru

**СЕРГЕЕВ  
Михаил  
Борисович**



Профессор, заведующий кафедрой вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, директор НИИ информационно-управляющих систем Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики. В 1980 году окончил ЛЭТИ. В 2001 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций и 14 патентов на изобретения. Область научных интересов — теория разрядных вычислений, методы проектирования спецпроцессоров для систем контроля и управления, оптико-информационные системы. Эл. адрес: mbse@mail.ru



**СИМОНОВА**  
Елена  
Витальевна



Доцент кафедры информационных систем и технологий Самарского государственного аэрокосмического университета им. акад. С. П. Королева, ведущий аналитик ООО «НПК «Разумные решения».

В 1985 году окончила Куйбышевский авиационный институт им. акад. С. П. Королева по специальности «Автоматизированные системы управления».

В 1994 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 90 научных публикаций.

Область научных интересов — мультиагентные системы для решения сложных задач в управлении ресурсами, онтологическое представление знаний.

Эл. адрес: [simonova.elena.v@gmail.com](mailto:simonova.elena.v@gmail.com)

**СКОБЕЛЁВ**  
Петр  
Олегович



Профессор кафедры инженерии знаний Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, ведущий научный сотрудник Института проблем управления сложными системами РАН, г. Самара, президент группы компаний «Генезис знаний».

В 1983 году окончил Куйбышевский авиационный институт им. акад. С. П. Королева.

В 2003 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором 130 научных публикаций и трех запатентованных изобретений.

Область научных интересов — мультиагентные системы для решения сложных задач в управлении ресурсами, понимании текста, извлечении знаний и др.

Эл. адрес: [petr.skobelev@gmail.com](mailto:petr.skobelev@gmail.com)

**СОЛЛОГУБ**  
Анатолий  
Владимирович



Профессор, главный научный сотрудник ФГУП ГНП РКЦ «ЦСКБ-Прогресс», г. Самара, лауреат Ленинской премии, заслуженный деятель науки и техники РФ, действительный член Академии космонавтики им. К. Э. Циолковского, Академии навигации и управления движением.

Является автором более 110 научных публикаций и четырех запатентованных изобретений.

Область научных интересов — моделирование и автоматизация проектирования ракетно-космической техники.

Эл. адрес: [SollogubAV@mail.ru](mailto:SollogubAV@mail.ru)

**СТЕПАНОВ**  
Максим  
Евгеньевич



Разработчик ООО «НПК «Разумные решения», студент факультета информатики Самарского государственного аэрокосмического университета им. акад. С. П. Королева.

Является автором восьми научных публикаций.

Область научных интересов — мультиагентные системы для решения сложных задач в управлении ресурсами.

Эл. адрес: [multinodus@gmail.com](mailto:multinodus@gmail.com)

**ЦАРЕВ**  
Александр  
Вячеславович



Генеральный директор ООО «НПК «Разумные решения», аспирант Института проблем управления сложными системами РАН, г. Самара.

В 2001 году окончил Самарский государственный аэрокосмический университет им. акад. С. П. Королева по специальности «Физика».

Является автором более 35 научных публикаций.

Область научных интересов — мультиагентные системы для решения сложных задач в управлении ресурсами, онтологическое представление знаний, искусственный интеллект.

Эл. адрес: [at@anarun.net](mailto:at@anarun.net)



УДК 629.735.33

Многоканальный спектральный прибор для диагностики жидкостного ракетного двигателя

*Ваганов М. А., Москалец О. Д., Кулаков С. В.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 1. С. 2–6.

Рассматривается многоканальный спектральный прибор, выполняющий бесконтактный анализ спектра сигналов оптического диапазона. Данный прибор позволяет исследовать источники оптического излучения, непосредственный контакт с полем излучения которых либо невозможен, либо нежелателен. В первую очередь к таким источникам относится излучение факела жидкостного ракетного двигателя. Разрабатываемый прибор позволяет в режиме реального времени проводить диагностику состояния ракетного двигателя в целях предотвращения аварийных ситуаций. Приводятся результаты разработки лабораторного макета многоканального спектрального прибора и результаты его экспериментального исследования.

*Ключевые слова* — бесконтактный анализ спектра, спектроскопический метод, диагностика ракетного двигателя, оптический сигнал, многоканальный спектральный прибор, волоконно-оптический жгут, интерференционный оптический фильтр.

Список лит.: 5 назв.

УДК 519.614

О двух способах построения матриц Адамара — Эйлера

*Балонин Н. А., Сергеев М. Б.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 1. С. 7–10.

Дается определение обобщенных матриц Адамара — Эйлера, рассмотрены их свойства, описаны алгоритмы их построения, приведены числовые примеры.

*Ключевые слова* — ортогональные матрицы, матрицы Адамара, матрицы Белевича, числа Мерсенна, числа Ферма.

Список лит.: 8 назв.

УДК 621.391

Алгоритм управления деревообрабатывающим станком на основе аппарата контурного анализа изображений

*Охотников С. А.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 1. С. 11–15.

Представлен подход к построению автоматической системы управления деревообрабатывающим станком. Разработан алгоритм для решения задачи автоматизации процесса дефектоскопии пиломатериалов на основе анализа формы изображений дефектов.

*Ключевые слова* — система управления, дефекты древесины, форма изображения, контур, принятие решения.

Список лит.: 5 назв.

UDC 629.735.33

Multichannel Spectral Device for Diagnostics of Liquid Propellant Rocket Engine

*Vaganov M. A., Moskaletz O. D., Kulakov S. V.* IUS, 2013. N 1. P. 2–6.

A multichannel spectral device conducting contactless spectrum analysis of optical signals has been considered. This device allows researching sources of optical radiation which direct contact with a field is either impossible or undesirable. Firstly such sources include the liquid propellant rocket engine. The device being developed allows carrying out diagnostics of the rocket engine in real time to prevent emergencies. Development results of a laboratory model of the multichannel spectral device and results of its pilot study have been given.

*Keywords* — Contactless Spectrum Analysis, Spectroscopic Method, Diagnostics of Rocket Engine, Optical Signal, Multichannel Spectral Device, Fiber-Optical Bundle, Optical Filter.

Refs: 5 titles.

UDK 519.614

Two Ways to Construct Hadamard-Euler Matrices

*Balonin N. A., Sergeev M. B.* IUS, 2013. N 1. P. 7–10.

Definition of generalized Hadamard-Euler matrices has been given, their properties have been considered, algorithms of their construction have been described, numerical examples have been given.

*Keywords* — Orthogonal Matrices, Hadamard Matrices, Belevich Matrices, Mersenne Numbers, Fermat Numbers.

Refs: 8 titles.

UDK 621.391

Algorithm of Controlling Woodworking Machines Based on Contour Image Analysis Apparatus

*Okhotnikov S. A.* IUS, 2013. N 1. P. 11–15.

An approach to construction of an automatic control system for woodworking machine has been shown. The algorithm has been developed to solve the task of automation of timber inspection based on the analysis of defects image form.

*Keywords* — Control System, Wood Defects, Shape of Image, Contour, Decision-Making.

Refs: 5 titles.

УДК 629.78

Интеллектуальная система распределенного управления групповыми операциями кластера малоразмерных космических аппаратов в задачах дистанционного зондирования Земли

*Соллогуб А. В., Скобелев П. О., Симонова Е. В., Царев А. В., Степанов М. Е., Жилаев А. А.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 1. С. 16–26.

Рассматривается распределенный подход к решению задачи управления групповыми операциями кластера малых космических аппаратов. Предлагается классификация кластеров. Описывается интеллектуальная система управления группировкой космических аппаратов, разработанная на основе мульти-агентных технологий и онтологий. Приводятся результаты экспериментальных исследований моделей групповых операций малых космических аппаратов, показывающие преимущества разработанного подхода.

*Ключевые слова* — кластер малых космических аппаратов, интеллектуальная система управления, мультиагентные технологии, распределенное решение задач, объект зондирования, межспутниковые коммуникации, эффективность.

Список лит.: 13 назв.

УДК 621.391.82.016.35

Обобщенная модель дискретного канала передачи информации с группированием ошибок

*Мальцев Г. Н., Джумков В. В.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 1. С. 27–33.

Предложена обобщенная модель радиоканала передачи информации с группированием ошибок, включающая четыре состояния и являющаяся обобщением известной модели Эллиота — Гильберта. Модель учитывает переходные состояния между «хорошим» и «плохим» состояниями дискретного канала передачи информации. Проведен сравнительный анализ вероятностей ошибок заданной кратности при описании каналов передачи информации с группированием ошибок с использованием различных моделей.

*Ключевые слова* — группирование ошибок, модель канала передачи информации, достоверность передачи сообщений, влияние помех.

Список лит.: 11 назв.

УДК 629.191

Метод оперативного решения нелинейных краевых задач динамики полета на основе энергетического принципа

*Петров И. О.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 1. С. 34–40.

Рассмотрен новый метод оперативного решения краевых задач динамики полета на основе энергетической теории маневрирования. Предложенный метод не требует решения сложных и неустойчивых вариационных задач и может использоваться для решения краевых задач в темпе реализации маневра.

*Ключевые слова* — маневры летательного аппарата, оперативное оптимальное управление, энергетическая теория, краевые задачи, граничные условия.

Список лит.: 12 назв.

УДК 629.78

Intelligent System for Distributed Problem Solving in Cluster of Small Satellites for Earth Remote Sensing

*Sollogub A. V., Skobelev P. O., Simonova E. V., Tsarev A. V., Stepanov M. E., Zhilyaev A. A.* IUS, 2013. N 1. P. 16–26.

Distributed problem solving for cluster of small satellites has been considered. Classification of clusters has been proposed. Intelligent system for distributed problem solving in cluster of small satellites for Earth remote sensing based on multi-agent technologies and ontologies has been presented. Results of simulations and key benefits of the developed system have been discussed.

*Keywords* — Small Satellites Cluster, Intelligent System for Managing Satellites, Distributed Problem Solving, Multi-Agent Technology, Communication of Satellites, Efficiency.

Refs: 13 titles.

УДК 621.391.82.016.35

Generalized Model of a Discrete Communication Channel in Conditions of Burst Errors

*Maltsev G. N., Dzhumkov V. V.* IUS, 2013. N 1. P. 27–33.

A generalized model of radio communication channel in conditions of burst errors which consists of four states and allows to generalize the well-known Elliot-Guilbert model has been proposed. The model takes into account transition states between «good» and «bad» states of a discrete channel of information transmission. Comparative analysis of probability characteristics of the given order for communication channels with bursts of errors using different models has been carried out.

*Keywords* — Burst Errors, Model of Data Transmission Channel, Reliability of Communication, Interference.

Refs: 11 titles.

УДК 629.191

Prompt Solution Method of Non-Linear Boundary Value Problems of Flight Dynamics Based on Energy Principle

*Petrov I. O.* IUS, 2013. N 1. P. 34–40.

A new method for prompt solution of boundary value problems of flight dynamics based on maneuvering energy theory has been considered. The proposed method does not require solution of complex and unstable variation problems and it can be used to solve boundary value problems occurring during a maneuver.

*Keywords* — Aircraft Maneuvers, Prompt Optimal Control, Energy Theory, Boundary Value Problems, Boundary Conditions.

Refs: 12 titles.

УДК 05.11.14:05.13.19

Программное обеспечение для анализа устойчивости и коррекции интерференционных покрытий

*Котликов Е. Н., Новикова Ю. А.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 1. С. 41–46.

Описывается программа, созданная для исследований устойчивости синтезированных покрытий по трансформации спектров пропускания и для коррекции изготавливаемых покрытий. Программное обеспечение позволяет рассчитывать спектры пропускания и отражения покрытий, строить 3D-графики для них, находить значения критериев устойчивости синтезированных покрытий по разным методикам, создавать функции и гистограммы устойчивости для всех слоев покрытия при введении ошибок. На основе разработанной программы предлагаются методы коррекции структур в процессе их изготовления.

*Ключевые слова* — программное обеспечение, интерференционные покрытия, устойчивость, спектры, функция качества, функция устойчивости.

Список лит.: 11 назв.

УДК 621.391.15

Оценка вероятности ошибочного декодирования обобщенных кодов с локализацией ошибок

*Зяблов В. В., Кобозева И. Г.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 1. С. 47–53.

Исследованы сигнально-кодовые конструкции с использованием обобщенных кодов с локализацией ошибок на основе кодов Рида — Соломона. Рассмотрен случай с применением  $q$ -ичного оптического канала со стираниями и ошибками для передачи данных. Приведены теоретические оценки вероятности неправильного декодирования, а также результаты моделирования.

*Ключевые слова* — обобщенные коды с локализацией ошибок, декодирование обобщенных кодов с локализацией ошибок, вероятность неправильного декодирования.

Список лит.: 9 назв.

УДК 004.056

Исследование вероятностно-временных характеристик протокола распределения ключей защищенной IP-телефонии

*Ковцур М. М., Никитин В. Н., Винель А. В.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 1. С. 54–63.

Разработана математическая модель криптографического протокола распределения ключей IP-телефонии Zimmermann Real-time Transport Protocol в виде вероятностного графа. Представлены теоретические зависимости вероятностно-временных характеристик данного протокола от параметров канала связи: задержки пакетов и вероятности битовых ошибок. Выполнено сравнение полученных теоретических оценок с результатами экспериментального моделирования.

*Ключевые слова* — ключ, криптографический протокол, канал с ошибками, среднее время выполнения, вероятность успешного завершения, ZRTP, IP-телефония.

Список лит.: 8 назв.

УДК 05.11.14:05.13.19

Software for Stability Analysis and Correction of Interferential Coverings

*Kotlikov E. N., Novikova Yu. A.* IUS, 2013. N 1. P. 41–46.

A program developed to research stability of synthesized coverings on transformations of transmission ranges and correction of coverings being made is described. The software allows to count ranges of transmission and reflection of coverings, to build 3D schedules for transmission ranges, to find values of criteria of stability of synthesized coverings using different techniques, to create functions and stability histograms for all coat layers at introduction of mistakes. On the software basis methods of correction of structures in the course of their manufacturing have been proposed.

*Keywords* — Software, Interferential Coverings, Stability, Ranges, Quality Function, Stability Function.

Refs: 11 titles.

УДК 621.391.15

Probability Estimation of Error Decoding of Generalized Error-Locating Codes

*Zyablov V. V., Kobozeva I. G.* IUS, 2013. N 1. P. 47–53.

Generalized error-locating codes on the basis of Reed-Solomon codes for data transmission in fiber-optical channels have been studied. An example of using  $q$  optical channel with erasure and errors of data transmission has been considered. Results of theoretical and experimental estimations of decoding error as well as simulation have been provided.

*Keywords* — Generalized Error-Locating Codes, Decoding of Generalized Error-Locating Codes, Decoding Error Probability.

Refs: 9 titles.

УДК 004.056

Analysis of Time-Probabilistic Characteristics of the Key Distribution Protocol for Secure IP-Telephony

*Kovtsur M. M., Nikitin V. N., Vinel A. V.* IUS, 2013. N 1. P. 54–63.

Mathematical probabilistic graph model of the cryptographic VoIP key distribution protocol called «Zimmermann Real-time Transport Protocol» has been developed. Theoretical dependencies of time-probabilistic characteristics of this protocol on data channel parameters (delay and probabilities of bit errors) have been presented. Comparison of theoretical parameters of zrtp protocol with results of experimental modeling has been described.

*Keywords* — Key, Cryptographic Protocol, Channel with Errors, Average Execution Time, Probability of Successful Execution, Zrtp, IP-Telephony.

Refs: 8 titles.

УДК 621.391

Пропускная способность и предельная частотно-энергетическая эффективность в системах с двумерными сигналами М-КАМ, М-ФМ и М-АФМ

*Бураченко Д. Л., Савищенко Н. В.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 1. С. 64–73.

Проведены исследования пропускной способности в дискретном и дискретно-непрерывном каналах связи. Оценена предельная частотно-энергетическая эффективность систем связи при использовании сигналов квадратурной амплитудной модуляции, фазовой модуляции и амплитудно-фазовой модуляции.

*Ключевые слова* — пропускная способность дискретного канала связи, пропускная способность дискретно-непрерывного канала связи, частотно-энергетическая эффективность систем связи, сигнальные конструкции квадратурной амплитудной модуляции, сигнальные конструкции фазовой модуляции, сигнальные конструкции амплитудно-фазовой модуляции.

Список лит.: 11 назв.

UDK 621.391

Carrying Capacity and Limit Frequency-Energy Efficiency in Systems with Two-Dimensional M-QAM, M-PSK and M-APSK

*Burachenko D. L., Savischenko N. V.* IUS, 2013. N 1. P. 64–73.

Carrying capacity in discrete and discrete-continuous communication channels has been studied. Limit frequency-energy efficiency of communication systems using of quadrature amplitude modulation, phase shift keying and amplitude phase shift keying signals has been evaluated.

*Keywords* — Carrying Capacity of Discrete Communication Channels, Carrying Capacity of Discrete-Continuous Communication Channels, Frequency-Energy Efficiency of Communication Systems, Signal Construction Quadrature Amplitude Modulation, Phase Modulation Shift Keying, Amplitude-Phase Modulation Shift Keying.

Refs: 11 titles.

УДК 519.2:681.3

Разработка меры оценки информационного расстояния между графическими объектами

*Кузнецов Л. А., Бугаков Д. А.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 1. С. 74–79.

Разработана оригинальная методология оценки близости информационного содержания графических объектов на основе представлений теории информации. Информационное содержание отдельных объектов оценивается энтропиями, а мера информационного расстояния — отношением дизъюнкции к конъюнкции энтропий сопоставляемых объектов. Разработанные меры информационного расстояния соответствуют метризации пятимерного пространства, используемого для представления графических информационных объектов. Приводятся примеры, дающие наглядное представление об эффективности разработанных мер в сравнении с существующими.

*Ключевые слова* — графический объект, пятимерное пространство, вероятностная модель, энтропия, информационное расстояние, метризация, оценка близости.

Список лит.: 14 назв.

UDK 519.2:681.3

Development of Measures of Assessing Information Distance Between Graphical Objects

*Kuznetsov L. A., Bugakov D. A.* IUS, 2013. N 1. P. 74–79.

Original methodology for assessing proximity of information content of graphical objects on the basis of concepts of the information theory has been developed. Information content of individual objects is estimated by entropies and measure of distance information is estimated by ratio of disjunctions to conjunctions of the compared objects entropies. The developed measures of information distance correspond to information metrization of five-dimensional space used to represent graphic information objects. Effectiveness of the developed criteria has been illustrated on examples.

*Keywords* — Graphical Object, Five-Dimensional Space, Probability Model, Entropy, Information Distance, Metrization, Proximity Evaluation.

Refs: 14 titles.



УДК 681.324:681.3.001.57

Концепция организации технологий виртуализации для использования в учебном процессе

*Гордеев А. В., Балберин В. В.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 1. С. 80–84.

Излагается подход к организации работы с множеством виртуальных машин, которые создаются и запускаются студентами для выполнения различных заданий при изучении ряда дисциплин, связанных с системным программным обеспечением и сетевыми технологиями. Обосновывается выбор программных средств, предоставляющих возможность запускать одновременно большое количество виртуальных машин при наличии относительно небольших ресурсов. Описывается одна из возможных конфигураций, созданная и используемая на кафедре вычислительных систем и сетей ГУАП.

*Ключевые слова* — виртуальные машины, облачные вычисления, системное программное обеспечение, обучение, удаленный доступ, создание и администрирование вычислительных сетей.

Список лит.: 4 назв.

УДК 004.75

Оценивание ресурсоемкости реинжиниринга информатизированных бизнес-процессов

*Логинов И. В.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 1. С. 85–92.

Предложена методика оценивания ресурсоемкости реинжиниринга бизнес-процессов с высокой степенью автоматизации с учетом затрат ресурсов на весь жизненный цикл. Представленная методика предназначена для оценивания ресурсоемкости внутренних проектов ИТ-служб крупных предприятий на этапе выбора первоочередных проектов на основе интервальных оценок по показателям длительности, материалоемкости и трудоемкости.

*Ключевые слова* — АСУП, жизненный цикл, реинжиниринг, информатизация, бизнес-процесс, управление.

Список лит.: 18 назв.

УДК 681.324:681.3.001.57

Organization Concepts of Virtualization Technologies for the Academic Process

*Gordeyev A. V., Balberin V. V.* IUS, 2013. N 1. P. 80–84.

An approach to work with lots of virtual machines which are created and launched by students has been presented. It is used for different laboratory works for a number of software courses and technologies. The choice of software which gives an opportunity to run many virtual machines at the same time in terms of limited resources has been explained. One of the possible special software configurations created and used at Computer Systems and Networks Department of SUAI has been described.

*Keywords* –Virtual Machines, Cloud Technology, System Software, Education, Remote Access, Networks Creation and Administration.

Refs: 4 titles.

УДК 004.75

Estimation of Resource Requirements of Reengineering Projects for MIS Business Processes

*Loginov I. V.* IUS, 2013. N 1. P. 85–92.

Methods of resource requirements estimation of reengineering projects for MIS business processes of high automation with account of resource spending for the whole lifecycle have been suggested. These methods are designed for resource requirements estimation for internal projects of IT-services of large enterprises at feasibility stage based on interval mathematics according to the parameters of duration, material intensity and labor intensity.

*Keywords* — Management Information System, Lifecycle, Reengineering, Informatization, Business-Process, Management.

Refs: 18 titles.

# 18 – 19 АПРЕЛЯ 2013

Турция • Стамбул

Гостиница «Хилтон Стамбул»



## 12-я РЕГИОНАЛЬНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ И ВЫСТАВКА-ПРЕЗЕНТАЦИЯ ПО ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯМ, ИТ-ТЕХНОЛОГИЯМ ДЛЯ СТРАН СНГ, КАСПИЙСКОГО И ЧЕРНОМОРСКОГО РЕГИОНОВ, ТУРЦИИ И ЦЕНТРАЛЬНОЙ АЗИИ



ITE Moscow LLC  
Наталья Ситникова  
Тел.: +7 (495) 935 7350#4174  
Факс: +7 (495) 935 7351  
E-mail: sitnikova@ite-expo.ru



ITE Turkey / EUF  
Acelya Bayraktar  
Тел.: +90 (212) 291 8310#168  
Факс: +90 (212) 240 4381  
E-mail: acelyab@ite-turkey.com



ITECA Caspian LLC  
Рена Абуталибова  
Тел.: +99412 4474774  
Факс: +99412 4478558  
E-mail: telecoms@iteca.az



GULF FZ LLC

ITE Gulf FZ LLC  
Яна Сапунова  
Тел.: +971 4 4332974  
Факс: +971 4 4471797  
www.ite-gulf.com

[www.caspiantelecoms.com](http://www.caspiantelecoms.com)

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ





# 21-23 мая 2013 год

## ВЫСТАВКИ

ВОЛГОГРАД



### СпасПожТех

16-я выставка оборудования, техники,  
аварийно-спасательных средств.  
Противопожарные системы и оборудование.



### Мир БезОпасности

16-я выставка технических систем и средств  
безопасности.

Информационная безопасность,  
специальные средства связи.

Дворец спорта  
профсоюзов



Волгоградский Выставочный Центр "Регион"  
тел./факс: (8442) 24-26-02, [www.regionex.ru](http://www.regionex.ru)

