

ISSN 1684–8853

ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

6(61)/2012

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, 2012

ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ

Васильев В. Н., Драгунов А. И., Лившиц И. Л., Сергеев М. Б., Со-

колова Е. А. Адаптация схем классических широкоугольных объекти-

Алпатов Б. А., Балашов О. Е., Степашкин А. И., Трофимов Д. В. Ал-

горитм вычисления угловых координат линии визирования оператора

в наשלемной системе позиционирования

Кореньков Д. П., Аюев В. В. Гибридный метод выделения границ за-

крытого помещения по данным низкоточных сканирующих систем

Ваганов М. А., Москалец О. Д. Анализ спектров в оптическом диапа-

зоне. Резонаторный анализ

21

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Осипов В. Ю. Рекуррентная нейронная сеть со спиральной структурой

слоев

Чичерова Е. В. Способы оптимизации динамических систем, содержа-

щих нелинейности типа зоны нечувствительности

33

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ

Савченко В. В., Акатьев Д. Ю. Результаты экспериментальных иссле-

дований методики формирования фонетической базы данных диктора

из непрерывного потока его разговорной речи

Викторов Ю. О., Готманов А. Н. Верификация задержки в микроархи-

тектурных моделях коммуникационных фабрик

43

КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ

Иванов Ф. И., Жилин И. В., Зяблов В. В. Алгоритм декодирования ко-

дов с малой плотностью проверок на четность с большим распаралле-

ливанием

53

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Мироновский Л. А., Соловьева Т. Н. Диагностирование систем с фа-

зворазвращательными и бисингулярными передаточными функциями

Бальшева О. Л., Клуздин В. В., Кулаков С. В., Дмитриев В. Ф. Ма-

териалы группы лангасита для акустоэлектронной элементной базы

современных информационно-коммуникационных систем

67

УПРАВЛЕНИЕ В МЕДИЦИНЕ И БИОЛОГИИ

Тихонов Э. П. Разладка, гомеостазис, измерение в рамках компенса-

ционного принципа равновесия в динамических системах. Часть 3: Ва-

рианты алгоритмов

73

УПРАВЛЕНИЕ В СОЦИАЛЬНО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Пономарев А. В. Вероятностный жадный алгоритм поиска для реше-

ния задач территориального планирования

Сочнев А. Н. Оптимизация загрузки гибкого производственного ком-

плекса на основе управляемой генетическим алгоритмом раскрашен-

ной сети Петри

85

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

Балонин Н. А., Сергеев М. Б., Мироновский Л. А. Вычисление ма-

триц Адамара — Ферма

Еремин С. В. Управление информационными потоками в транспортно-

дорожном комплексе (региональный аспект)

Свиштунов А. Ю. Избыточная сетевая единица как основа повышения

надежности распределительных электрических сетей

97

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

99

АННОТАЦИИ

105

Содержание журнала «Информационно-управляющие системы»

за 2012 г. [№ 1–6]

110

ЛР № 010292 от 18.08.98.

Сдано в набор 15.11.12. Подписано в печать 11.12.12. Формат 60×84/16.

Бумага офсетная, Гарнитура SchoolBookC. Печать офсетная.

Усл. печ. л. 13,0. Уч.-изд. л. 16,3. Тираж 1000 экз. Заказ 650.

Оригинал-макет изготовлен в редакционно-издательском центре ГУАП.

190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

Отпечатано с готовых диапозитивов в редакционно-издательском центре ГУАП.

190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

УДК 004.3

АДАПТАЦИЯ СХЕМ КЛАССИЧЕСКИХ ШИРОКОУГОЛЬНЫХ ОБЪЕКТИВОВ ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В ЦИФРОВЫХ КАМЕРАХ

В. Н. Васильев,

член-корр. РАН, доктор техн. наук, профессор

А. И. Драгунов,

студент

И. Л. Лившиц,

канд. техн. наук, начальник лаборатории

М. Б. Сергеев,

доктор техн. наук, профессор

Е. А. Соколова,

доктор техн. наук, старший научный сотрудник

Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики

Представлены пути повышения информативности цифровых камер оптико-информационных систем за счет улучшения коррекции хроматических аберраций широкоугольного объектива в расширенном спектральном диапазоне.

Ключевые слова — повышение информативности системы, цифровые камеры, широкоугольный объектив, спектральный диапазон, хроматические аберрации.

Введение

Повышение информативности цифровых камер является важнейшей задачей при проектировании информационных систем, куда эти камеры входят как основная составная часть.

В этом случае рекомендуется, прежде всего, использовать именно широкоугольные объективы, позволяющие собрать максимальное количество информации об объекте. Однако достаточно часто подобные объективы имеют существенный недостаток, заключающийся в низком уровне коррекции хроматических аберраций, при этом особенно критичными становятся хроматические аберрации главного луча, поскольку объектив — широкоугольный.

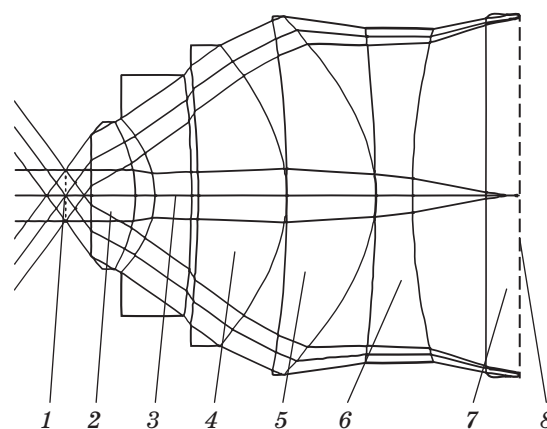
Дополнительные меры по коррекции указанных аберраций, очевидно, позволят увеличить информативность системы в целом за счет получения более качественной информации в расширенном спектральном диапазоне.

Классический широкоугольный объектив для цифровой камеры

Одной из форм оценки информативности объективов цифровых камер оптико-информационных систем является их моделирование с помо-

щью специализированного программного обеспечения, используемого для проектирования оптических систем, с последующими расчетами аберраций.

Рассмотрим рефракционный широкоугольный объектив (рис. 1), содержащий четыре асфериче-



■ **Рис. 1.** Широкоугольный рефракционный объектив для цифровой камеры: 1 — апертурная диафрагма; 2, 3, 6 — линзы из стекла; 4, 5 — пластиковые асферические линзы; 7 — защитное стекло ПЗС-матрицы; 8 — плоскость изображения

ские поверхности, позволяющие обеспечить достаточно высокое качество его абберационной коррекции [1, 2]. Отметим, что представленный объектив не является «штатным», а был специально разработан для увеличения углового поля цифровой камеры. Особенностью таких оптических схем является их очень большая дисторсия, которая может быть уменьшена за счет использования асферических поверхностей высшего порядка. Параметры оптической схемы представлены в табл. 1. Уравнение асферических поверх-

■ **Таблица 1.** Конструктивные параметры классического широкоугольного объектива для цифровой камеры

Позиция	Радиусы поверхностей, мм	Толщина линз и расстояния между ними, мм	Марка оптического материала линзы по каталогу Schott
1. Апертурная диафрагма	Плоскость	0,95	
2. Линза	Плоскость	0,7	LASFN15
	-6,194132	0,3	
3. Линза	-5,894562	0,94	SF61
	-8,098396	0,1	
4. Линза	-15,05*	1,27	ACRYLIC
	-2,96*	0,2	
5. Линза	-15,05*	1,27	ACRYLIC
	-2,96*	0,1	
6. Линза	-13,31263	1,1	SF61
	7,9	1,14	
7. Защитное стекло ПЗС-матрицы	Плоскость	0,5	BK7
	Плоскость	0,05**	
8. Плоскость изображения	Плоскость	0	

* Асферическая поверхность высшего порядка.
 ** Изображение находится на расстоянии 0,05 мм от защитного стекла ПЗС-матрицы.

ностей высшего порядка является общепринятым для описания подобных поверхностей в программах автоматизированного проектирования оптических систем [3].

Сравнительные характеристики качества изображения, полученного с помощью классического объектива, показанного на рис. 1, представлены в табл. 2. Аберрации меридионального и сагиттального астигматизма показывают расстояние от поверхности реального изображения до поверхности параксиального изображения в зависимости от координат углового поля, а их разница характеризует кривизну поверхности изображения и трудно поддается коррекции в широкоугольных объективах. Классическая формула для определения аберрации дисторсии D определяется как отношение разницы координат реального и безабберационного (идеального) главных лучей к координате безабберационного луча:

$$D = 100 \times \frac{y_{chief} - y_{ref}}{y_{ref}}$$

Таким образом, при создании широкоугольного объектива по классической схеме в качестве параметров для коррекции дисторсии использовались асферические поверхности высшего порядка, а в гибридном объективе — порядки дифракции, радиусы зон и их взаимное расположение.

Широкоугольный гибридный объектив для цифровой камеры информационной системы

Анализ объектива (см. рис. 1), а именно значений его остаточных аберраций (см. табл. 2, 3), позволяет сделать вывод о недостаточной степени коррекции его элементарных хроматических аберраций, представленных в табл. 3, что впоследствии приводит к появлению неэлементарных хроматических аберраций (см. табл. 2, 3). При-

■ **Таблица 2.** Сравнение основных абберационных характеристик классического и гибридного объективов

W*	RMS**, длины волн		Астигматизм меридиональный, мм		Астигматизм сагиттальный, мм		Дисторсия относительная, %	
	Классика	Гибрид	Классика	Гибрид	Классика	Гибрид	Классика	Гибрид
0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	0,1	0,05	0-02	-0,005	0	0	-5,04	-5,34
20	0,218	0,03	-0,05	-0,007	-0,05	-0,05	-12,54	-6,54
30	0,542	0,07	-0,07	-0,012	-0,17	-0,007	-15,39	-7,39
40	0,85	0,12	-0,12	-0,005	-0,12	-0,012	-18,145	-8,145
50	0,976	0,154	-0,25	-0,08	-0,305	-0,005	-20,19	-10,19
60	1,5	0,3	-0,018	-0,01	-0,28	-0,08	-32,01	-12,01

*W — половинное значение углового поля объективов.
 **RMS — среднеквадратическое отклонение деформации волнового фронта, выраженное в долях длин волн.

■ **Таблица 3.** Коэффициенты хроматических aberrаций третьего порядка (элементарные) и комбинированные (неэлементарные) для классического широкоугольного объектива

Элементарные		Неэлементарные	
Название	Значение*	Название	Значение*
Хроматизм положения	0,0067	Меридиональный астигматизм	0,0012
Вторичный спектр по осевому лучу	0,0034	Сагиттальный астигматизм	0,0008
Хроматизм увеличения	0,0028	Хроматическая кома	0,001
Вторичный спектр по главному лучу	0,0013	Хроматическая дисторсия	0,02

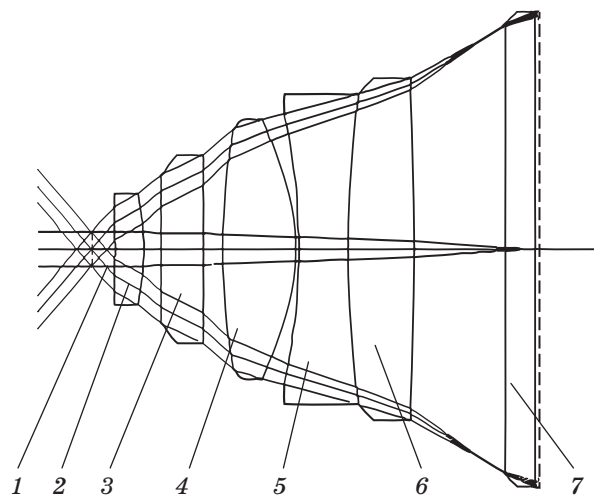
* Значения коэффициентов — безразмерные величины.

чина этого явления — выбор в качестве материала для двух линз объектива пластика марки ACRYLIC, что в свою очередь определялось необходимостью использования асферических поверхностей. Таким образом, при проектировании таких объективов традиционными методами разработчики сталкиваются с невозможностью улучшить степень абберационной коррекции, что и приводит к уменьшению их информативности в широком спектральном диапазоне, а это сказывается на работе всей системы в целом.

Попытка установить дополнительный «отдельный» корректор хроматических aberrаций в готовую оптическую схему не дал результатов, поскольку этот корректор вносил в схему и другие aberrации.

Альтернативой явилась адаптация — разработка гибридного широкоугольного объектива с улучшенной информативностью за счет достижения более качественной коррекции всех хроматических aberrаций. Началом процесса стало сокращение числа асферических коэффициентов и оптимизация других параметров исходного объектива после каждого снижения числа коэффициентов. На этапе, когда ход лучей на краях поля зрения достиг предела возможного, на одной из поверхностей линз была построена дифракционная поверхность.

В ходе оптимизации контролю подвергался процесс эволюции как дифракционной структуры, так и формы остальных поверхностей оптической системы. Результатом оптимизации оптической схемы объектива стали существенное упрощение конструкции и даже сокращение количества линз на одну. При этом дифракционная структура наносится на плоские поверхно-



■ **Рис. 2.** Широугольный гибридный дифракционно-рефракционный объектив цифровой камеры: 1 — плоскость апертурной диафрагмы; 2 — дифракционная линза; 3-6 — стеклянные сферические линзы; 7 — защитное стекло ПЗС-матрицы

сти пластинки с двух сторон, а остальные поверхности других линз становятся сферическими (рис. 2).

Сравнительные характеристики качества изображения для полученной оптической схемы гибридного дифракционно-рефракционного объектива приведены в табл. 2.

Сравнение aberrаций, представленных в табл. 2-4, показывает, что объектив с дифракционной линзой обеспечивает значительно меньшую RMS-ошибку волнового фронта, чем с асферическими поверхностями. Разница в дисторсии и кривизне поля для дифракционного и асферического вариантов незначительна, а хроматические aberrации существенно лучше.

■ **Таблица 4.** Коэффициенты хроматических aberrаций третьего и пятого порядков для гибридного широкоугольного объектива с дифракционной линзой

Элементарные		Неэлементарные	
Название	Значение	Название	Значение
Хроматизм положения	0,0002	Меридиональный астигматизм	0,00003
Вторичный спектр по осевому лучу	0,0001	Сагиттальный астигматизм	0,00001
Хроматизм увеличения	0,0001	Хроматическая кома	-0,00001
Вторичный спектр по главному лучу	0,0001	Хроматическая дисторсия	-0,00001

Генерированные на компьютере изображения одной и той же сцены, полученные при помощи этих двух объективов, показаны на рис. 3, а, б.

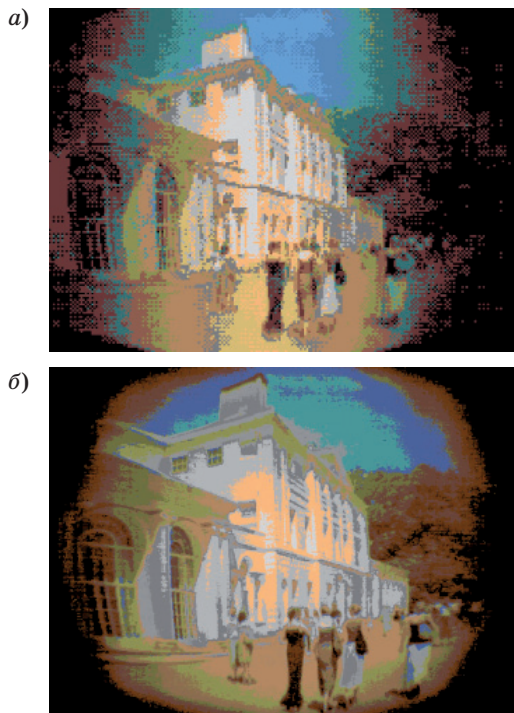
Очевидно, что качество изображения, полученное при помощи объектива с гибридной дифракционно-рефракционной линзой, не уступает качеству изображения для объектива с асферическими линзами, а по ряду параметров его превосходит.

При моделировании гибридной оптической системы учитывался только ход лучей через объектив, дифракционная эффективность дифракционной линзы показана на рис. 4.

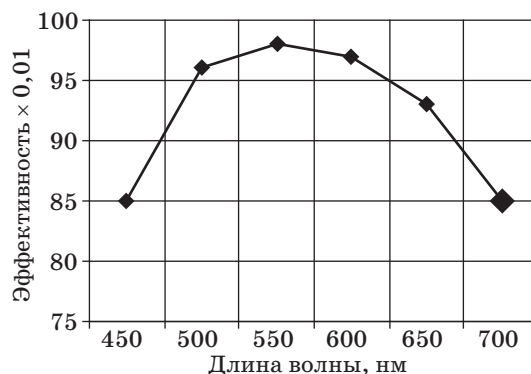
Недостатком этого решения является возможность увеличения уровня рассеянного света в связи с ненулевой эффективностью высоких порядков дифракции.

Полный анализ рассеянного света выходит за рамки данной работы. Дифракционная эффективность для второго и третьего порядков показана на рис. 5, а, б. Для четвертого порядка эффективность составляет менее 0,5 %, а для более высоких порядков — близка к нулю.

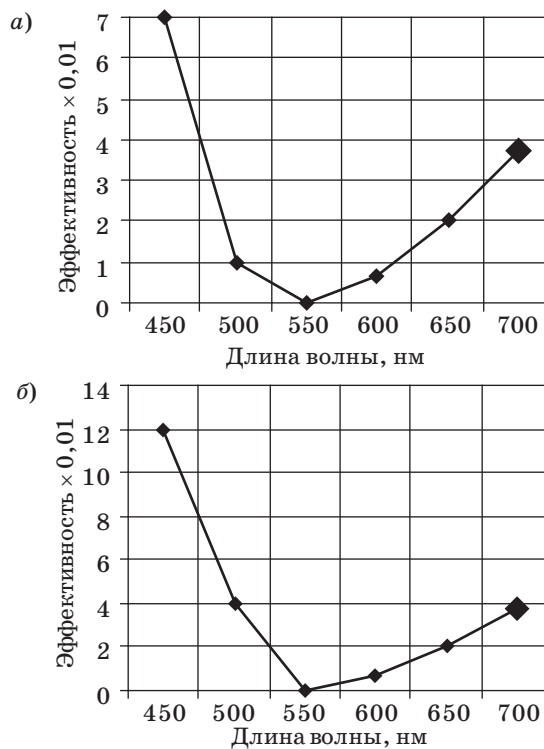
В случае, когда качество изображения оптимизируется только для первого порядка дифракции, четкость изображения уменьшается с увеличением порядка. Симулированное компьютерное изображение для второго порядка дифракции гибридного объектива с дифракционно-рефракционной линзой показано на рис. 6.



■ Рис. 3. Изображения, полученные при помощи классического объектива с асферическими линзами (а) и гибридного объектива с дифракционно-рефракционной линзой (б)



■ Рис. 4. Дифракционная эффективность дифракционной линзы, используемой в гибридном объективе



■ Рис. 5. Дифракционная эффективность дифракционной линзы во втором (а) и третьем (б) порядках дифракции



■ Рис. 6. Изображение для второго порядка дифракции

Потенциальным решением проблемы минимизации влияния аберраций высоких порядков на качество изображения может быть выполнение дифференциальной оптимизации качества изображения для более чем одного порядка дифракции на краях спектрального диапазона.

Заключение

Предлагаемый метод проектирования широкоугольных объективов с угловыми полями, превышающими $90\text{--}100^\circ$, на основе гибридных схем применяется **впервые**.

Расчет гибридных оптических схем путем введения в состав конструкции классического объектива — дифракционно-рефракционной линзы-корректора — показал, что все характеристики качества изображения, по крайней мере, не хуже, а некоторые — лучше, чем для классического рефракционного прототипа.

Теоретическая дифракционная эффективность достаточно высока, однако реальная эффективность в значительной степени будет зависеть от технологии изготовления элементов объектива, которая в данной работе не рассматривается.

Для гибридного широкоугольного объектива подавление высоких порядков дифракции является более важным, поэтому оно должно быть учтено на стадии детального проектирования профиля линз, связанного непосредственно с технологией их изготовления.

Альтернативный способ решения этой задачи авторы видят в увеличении резкости изображения для более чем одного порядка.

Работа проводилась при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках государственного контракта 11.519.11.6014.

Литература

1. **Bronshtein I. G., Vasilyev V. N., Livshits I. L.** et al. Wide angle objective with the entrance pupil removed forward. Russian Patent N 84590, priority from 10.03.09.
2. **Buralli A.** et al. Optical performance of holographic kinoforms // Applied Optics. 1989. Vol. 28. N 5. P. 976.
3. www.osdoptics.com (дата обращения: 29.10.2012).

УДК 681.513.3

АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЛИНИИ ВИЗИРОВАНИЯ ОПЕРАТОРА В НАШЛЕМНОЙ СИСТЕМЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

Б. А. Алпатов,

доктор техн. наук, профессор

О. Е. Балашов,

канд. техн. наук, доцент

А. И. Степашкин,

канд. техн. наук, доцент

Рязанский государственный радиотехнический университет

Д. В. Трофимов,

начальник сектора НКЦ ВКТ

ОАО «Государственный рязанский приборный завод»

Рассматривается один из возможных вариантов построения нашлемной системы обзора и целеуказания. Приводится алгоритм вычисления угловых координат линии визирования оператора с использованием светочувствительных линеек в качестве видеодатчиков.

Ключевые слова — нашлемная система целеуказания, измерение угловых координат, линейный видеодатчик.

Введение

Нашлемная система позиционирования (НСП) предназначена для измерения угловых и линейных перемещений шлема оператора (или его визирной линии, формируемой с помощью спецочков, жестко закрепленных на шлеме) в заданной системе координат, направление осей которой совпадает с направлением строительных осей носителя (самолета, вертолета и т. п.), привязанной к некоторой точке носителя [1, 2].

Принцип построения нашлемной системы позиционирования

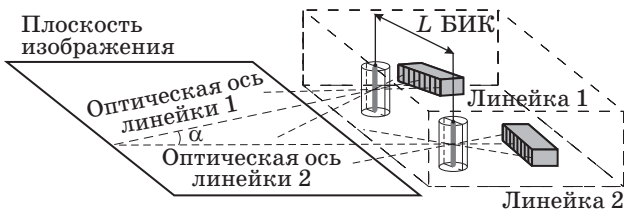
Вариантов построения НСП достаточно много, нередко НСП является составной частью бортовых оптико-механических систем [3]. Рассмотрим НСП, в которой измерение угловых координат линии визирования производится с использованием линеек фотоочувствительных элементов. При этом результатом измерений являются значения углов азимута, места и крена линии визирования. При таком варианте реализации НСП на шлеме пилота крепятся минимум три светодиода (точки *A*, *B* и *C* на рис. 1), кото-

рые образуют реперный треугольник. Измерение координат реперов осуществляется в блоке измерения координат (БИК). По координатам вершин реперного треугольника (с учетом информации о взаимном положении реперов на шлеме и визирной линии оператора) вычисляют текущее направление линии визирования оператора (см. рис. 1).

В рассматриваемой НСП БИК состоит из двух видеодатчиков (ВД), каждый из которых включает диафрагму и линейку фотоочувствительных элементов (рис. 2). При этом оптические оси ВД и линейки фотоочувствительных элементов расположены в одной плоскости (плоскость изображения) под углом α друг к другу. Каждый ВД снаб-



■ **Рис. 1.** Расположение светодиодов на шлеме пилота

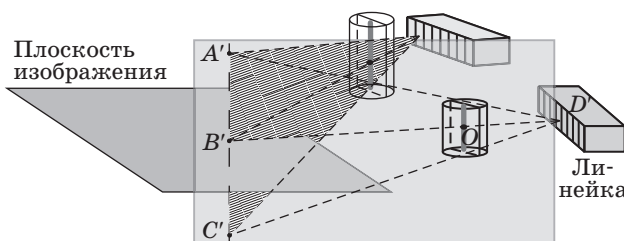


■ Рис. 2. Блок измерения координат

жен объективом, выполненным в виде двух полуполицидрических линз, соединенных плоскими поверхностями, на одну из которых нанесена щелевая диафрагма, продольная ось которой параллельна образующей цилиндра и перпендикулярна плоскости расположения фоточувствительных линеек [4]. Для БИК считаются известными расстояние L между оптическими центрами ВД, угол пересечения оптических осей α , количество светочувствительных элементов в линейках, ширина поля зрения ВД.

Модель изображения

Модель изображения, формируемая линейками светочувствительных элементов, установленными в НСП, может быть представлена следующим образом (рис. 3). В каждый светочувствительный элемент линейки попадают лучи света, проходящие через данный элемент и вертикальную щелевую диафрагму. Рассмотрим формирование сигнала в одном светочувствительном элементе D' . В D' попадают луч $D'B'$, проходящий через оптический центр O , лучи $D'A'$, $D'C'$, лежащие в вертикальной плоскости (точки A' , B' , C' лежат на вертикальной прямой, параллельной продольной оси щелевой диафрагмы). Таким образом, светочувствительный элемент D' не может различить оптические лучи $D'A'$, $D'B'$ и $D'C'$, можно сказать, что все пространство проецируется на плоскость изображения. В результате по номерам светочувствительных элементов линеек, в которые попадают лучи от реперных точек, вычисляют угловые координаты направлений на точки проекций реперов на плоскость изображения.



■ Рис. 3. Модель формирования изображения

Алгоритм вычисления угловых координат линии визирования оператора по азимуту

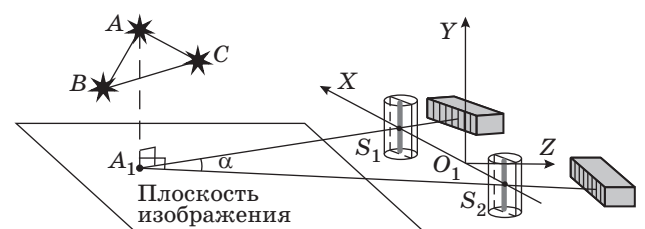
При использовании ВД со светочувствительными линейками и щелевыми диафрагмами можно считать, что ВД измеряют угловые координаты (направления) точек, лежащих в плоскости изображения, которые являются проекциями точек пространства.

На рис. 4 показано измерение координат вершины A реперного треугольника ABC в системе координат O_1XYZ , ось O_1X которой проходит через оптические центры ВД S_1 и S_2 (центры щелевых диафрагм), центр системы координат O_1 расположен посередине между центрами S_1 и S_2 , ось O_1Z лежит в одной плоскости с оптическими осями ВД и делит угол пересечения оптических осей α пополам, ось O_1Y перпендикулярна плоскости изображения и направлена вверх.

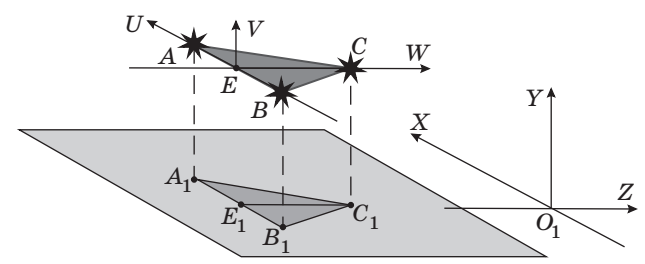
Координаты точки $A_1(x_{A1}, z_{A1})$ на плоскости изображения могут быть вычислены методом триангуляции по известному расстоянию между оптическими центрами ВД, известному углу между оптическими осями ВД, измеренным первым и вторым ВД угловым координатам точки A_1 (проекция точки A на плоскость изображения).

В результате измерений угловых координат реперных точек A, B, C получим координаты проекций реперов $(x_A, z_A), (x_B, z_B), (x_C, z_C)$ на плоскость изображения O_1XZ . Координаты проекций реперов по оси O_1Y равны нулю.

Угловые координаты линии визирования вычисляются по расположению реперного треугольника в пространстве (рис. 5). Введем систе-



■ Рис. 4. Измерение координат реперов



■ Рис. 5. Расположение реперного треугольника в пространстве

му координат $EUVW$, жестко связанную с реперным треугольником, точка E лежит посередине между реперами A и B , ось EU направлена вдоль отрезка AB , ось EW направлена вдоль отрезка EC , ось EV перпендикулярна осям EU и EW . Таким образом, текущие угловые координаты реперного треугольника удобно описать тремя углами Эйлера, определяющими поворот системы координат $EUVW$ относительно начального положения (угол θ — поворот вокруг оси EV , угол φ — поворот вокруг оси EU , угол ψ — поворот вокруг оси EW) [5]. Примем за начальную ориентацию реперного треугольника ориентацию, соответствующую нулевым угловым координатам линии визирования ($\theta = 0, \varphi = 0, \psi = 0$) (см. рис. 5). При этом направления соответствующих осей систем координат $EUVW$ и O_1XYZ совпадают.

Рассмотрим алгоритм измерения угловых координат реперного треугольника (см. рис. 1). Будем считать, что БИК расположен перед оператором, реперный треугольник — в лобовой части шлема, реперы всегда видны ВД (не заслоняются и находятся в поле зрения ВД), оператор способен поворачивать голову так, что положение реперного треугольника изменяется в следующих пределах:

$$\theta \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]; \varphi \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right); \psi \in \left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right). \quad (1)$$

Диапазоны измерения углов могут быть легко изменены корректировкой положения реперов на шлеме и блока БИК в кабине оператора. Расширить диапазоны можно путем добавления реперов и выбора реперного треугольника для измерения угловых координат линии визирования.

При изменении углов поворота головы оператора в пределах ограничений (1) угол поворота системы координат $EUVW$ по азимуту θ совпадает с углом между проекцией оси EW на плоскость O_1XZ и осью O_1Z . Угол θ можно вычислить как угол между вектором $\overline{E_1C_1}$ (проекция вектора \overline{EC} на плоскость O_1XZ) и осью O_1Z , направление которой можно описать единичным базисным вектором \bar{z} с координатами $[0 \ 0 \ 1]$ по выражению

$$\theta = \arccos \frac{(\overline{E_1C_1}, \bar{z})}{|\overline{E_1C_1}| |\bar{z}|}, \quad (2)$$

где вектор $\overline{E_1C_1}$ вычисляется по известным координатам точек E_1 и C_1 .

По выражению (2) можно вычислить только абсолютное значение угла поворота, направление поворота можно определить, анализируя ко-

ординату $x_{E_1C_1}$ вектора $\overline{E_1C_1}$. В результате для вычисления азимута получим следующее выражение:

$$\theta = \begin{cases} \arccos \frac{(\overline{E_1C_1}, \bar{z})}{|\overline{E_1C_1}| |\bar{z}|}, & \text{если } x_{E_1C_1} \geq 0; \\ -\arccos \frac{(\overline{E_1C_1}, \bar{z})}{|\overline{E_1C_1}| |\bar{z}|}, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (3)$$

Алгоритм вычисления угловых координат линии визирования оператора по углу места

Для вычисления угла места φ осуществим параллельный перенос вектора \overline{EC} вдоль оси O_1Y на $-y_E$ (y_E — координата точки E по оси O_1Y), в результате получим вектор $\overline{E_1C'}$, отличающийся от вектора \overline{EC} только точкой приложения. Из образовавшегося треугольника $E_1C'C_1$ угол места вычисляется как угол между прилежащим катетом и гипотенузой в прямоугольном треугольнике (угол E_1C_1C' прямой, так как точка C_1 является проекцией точки C' на плоскость O_1XZ) по выражению

$$\varphi = \arccos \frac{|\overline{E_1C_1}|}{|\overline{E_1C'}|}. \quad (4)$$

Длина вектора $|\overline{E_1C'}|$ считается известной и измеряется на этапе изготовления НСП.

Для вычисления угла крена ψ рассмотрим систему координат реперного треугольника $EUVW$, описывающую текущее положение реперов в пространстве. Обозначим начальное положение системы координат реперного треугольника, соответствующего нулевым углам поворота (см. рис. 5), как $EU_0V_0W_0$. Организуя последовательный поворот системы координат $EU_0V_0W_0$ на углы Эйлера θ, φ, ψ , перейдем в систему координат $EUVW$. Угол поворота реперного треугольника по крену удобно вычислять в системе координат $EU_1V_0W_1$, повернутой относительно $EU_0V_0W_0$ на угол θ (повернув $EU_1V_0W_1$ на углы φ, ψ , перейдем в $EUVW$). Чтобы получить координаты точки (вектора) в системе координат $EU_1V_0W_1$, необходимо координаты точки (вектора) в системе координат $EU_0V_0W_0$ умножить на матрицу преобразования координат $M_1(\theta)$, описывающую в данном случае поворот на угол θ . Чтобы осуществить перевод координат из системы координат $EUVW$ в $EU_1V_0W_1$, необходимо координаты точки (вектора) в системе координат $EUVW$ умножить на матрицу преобразования координат $M_2(\varphi, \psi)$, описывающую поворот на углы φ и ψ .

Рассмотрим вектор \overline{AB} , координаты которого в системе координат O_1XYZ и $EU_0V_0W_0$ по осям O_1X и O_1Z совпадают с координатами вектора

$$\overline{A_1B_1} = [u_{A_1B_1} \ v_{A_1B_1} \ w_{A_1B_1}]^T,$$

являющегося проекцией вектора \overline{AB} на плоскость O_1XZ ($v_{A_1B_1} = 0$). Координаты вектора $\overline{A_1B_1}$ в системе координат O_1XYZ и $EU_0V_0W_0$ определяются по координатам реперов, измеренным ВД. В системе координат $EU_1V_0W_1$ вектор $\overline{A_1B_1}$ имеет следующие координаты:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u'_{A_1B_1} \\ v'_{A_1B_1} \\ w'_{A_1B_1} \end{bmatrix} &= \mathbf{M}_1(\theta) \begin{bmatrix} u_{A_1B_1} \\ v_{A_1B_1} \\ w_{A_1B_1} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\theta) & 0 & \sin(\theta) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\theta) & 0 & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{A_1B_1} \\ v_{A_1B_1} \\ w_{A_1B_1} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5)$$

В силу вида матрицы $\mathbf{M}_1(\theta)$ координаты вектора $\overline{A_1B_1}$ в системе координат $EU_1V_0W_1$ по осям EU_1 и EW_1 не зависят от координаты $v_{A_1B_1}$, поэтому координаты вектора \overline{AB} по осям EU_1 и EW_1 в системе координат $EU_1V_0W_1$ равны соответственно координатам вектора $\overline{A_1B_1}$.

Координаты вектора \overline{AB} в системе координат $EU_1V_0W_1$ равны $[u_{AB} \ v_{AB} \ w_{AB}]^T = [D_1 \ 0 \ 0]^T$, где D_1 — расстояние между реперами A и B , измеренное на этапе изготовления НСП. В системе координат $EU_1V_0W_1$ вектор \overline{AB} имеет следующие координаты:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u'_{AB} \\ v'_{AB} \\ w'_{AB} \end{bmatrix} &= \mathbf{M}_2(\varphi, \psi) \begin{bmatrix} u_{AB} \\ v_{AB} \\ w_{AB} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 0 \\ \cos(\varphi)\sin(\psi) & \cos(\varphi)\cos(\psi) & \sin(\varphi) \\ -\sin(\varphi)\sin(\psi) & -\sin(\varphi)\cos(\psi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (6)$$

В системе координат $EU_1V_0W_1$ координаты вектора \overline{AB} по осям EU_1 и EW_1 , полученные по выражениям (5) и (6), равны, так как являются координатами одного и того же вектора. В результате получим следующие тождества:

$$\begin{aligned} u'_{A_1B_1} &= u_{A_1B_1} \cos(\theta) + w_{A_1B_1} \sin(\theta) \equiv D_1 \cos(\psi); \\ w'_{A_1B_1} &= -u_{A_1B_1} \sin(\theta) + w_{A_1B_1} \cos(\theta) \equiv \\ &\equiv -D_1 \sin(\varphi)\sin(\psi). \end{aligned} \quad (7)$$

Из (7) угол поворота реперного треугольника по крену ψ можно вычислить как

$$\psi = \begin{cases} \arccos\left(\frac{u_{A_1B_1} \cos(\theta) + w_{A_1B_1} \sin(\theta)}{D_1}\right), \\ \text{если } u_{A_1B_1} \sin(\theta) - w_{A_1B_1} \cos(\theta) \geq 0; \\ -\arccos\left(\frac{u_{A_1B_1} \cos(\theta) + w_{A_1B_1} \sin(\theta)}{D_1}\right), \text{ иначе.} \end{cases} \quad (8)$$

Выражение (8) справедливо при $\varphi \in (0, \pi/2)$ [ограничения (1)]. При $\varphi = 0$ можно найти абсолютное значение угла поворота ψ , но невозможно определить знак угла поворота вследствие особенностей построения линейных видеодатчиков с целевой диафрагмой.

Для вычисления углов поворота нашлемной системы относительно БИК (носителя), т. е. решения задач, возложенных на НСП, выберем в декартовой системе координат O_1XYZ единичные векторы $\bar{i}, \bar{j}, \bar{k}$ в качестве базиса. По вычисленным углам поворота θ, φ и ψ системы координат реперного треугольника $EU_1V_0W_1$, повернутой относительно системы координат O_1XYZ , найдем координаты базисных векторов $\bar{i}, \bar{j}, \bar{k}$ в системе координат $EU_1V_0W_1$. Вычислим координаты полученных базисных векторов в системе координат шлема. Углы поворота системы координат реперного треугольника относительно системы координат шлема считаются известными и измеряются на этапе производства НСП. Таким образом, в системе координат шлема получим координаты единичных векторов $\bar{i}, \bar{j}, \bar{k}$.

Координаты векторов $\bar{i}, \bar{j}, \bar{k}$ в системе координат шлема можно вычислить по координатам векторов в системе координат O_1XYZ и матрице $\mathbf{M}(\theta_1, \varphi_1, \psi_1)$, описывающей поворот системы координат шлема относительно системы координат O_1XYZ :

$$\begin{aligned} \bar{i}_1 &= \mathbf{M}(\theta_1, \varphi_1, \psi_1)\bar{i}; \quad \bar{j}_1 = \mathbf{M}(\theta_1, \varphi_1, \psi_1)\bar{j}; \\ \bar{k}_1 &= \mathbf{M}(\theta_1, \varphi_1, \psi_1)\bar{k}. \end{aligned} \quad (9)$$

Поскольку векторы $\bar{i}, \bar{j}, \bar{k}$ единичные, то (9) можно записать в виде [5]

$$\begin{aligned} \bar{i}_1 &= \begin{bmatrix} \cos(\psi_1)\cos(\theta_1) - \sin(\psi_1)\sin(\theta_1)\sin(\varphi_1) \\ -\cos(\varphi_1)\sin(\theta_1) \\ \cos(\theta_1)\sin(\psi_1) + \cos(\psi_1)\sin(\theta_1)\sin(\varphi_1) \end{bmatrix}; \\ \bar{j}_1 &= \begin{bmatrix} \cos(\psi_1)\sin(\theta_1) + \cos(\theta_1)\sin(\psi_1)\sin(\varphi_1) \\ \cos(\varphi_1)\cos(\theta_1) \\ \sin(\theta_1)\sin(\psi_1) - \cos(\psi_1)\cos(\theta_1)\sin(\varphi_1) \end{bmatrix}; \\ \bar{k}_1 &= \begin{bmatrix} -\sin(\psi_1)\cos(\varphi_1) \\ \sin(\varphi_1) \\ \cos(\psi_1)\cos(\theta_1) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (10)$$

Из (10) легко могут быть найдены углы θ_1 , φ_1 и ψ_1 , являющиеся искомыми углами поворота шлема оператора относительно носителя.

Заключение

Таким образом, решена задача измерения угловых координат линии визирования операторо-

ра. Использование НСП в бортовых оптико-электронных комплексах позволяет расширить возможности последних, повысить точность решения задачи автоматического сопровождения объектов, уменьшить нагрузку на оператора.

Исследования выполнены при поддержке Министерства образования и науки, государственный контракт № 14.740.11.1083.

Литература

1. Балашов О. Е., Степашкин А. И. Нашлемная система обзора и целеуказания // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. Рязань, 2011. Вып. 4 (38). С. 40–44.
2. Алпатов Б. А., Балашов О. Е., Степашкин А. И., Трофимов Д. В. Алгоритм измерения угловых координат линии визирования оператора // Информационно-управляющие системы. 2012. № 3. С. 18–21.
3. Алпатов Б. А., Балашов О. Е., Степашкин А. И. Управление приводами гиросtabilизированной платформы в видеокомпьютерной системе сопровождения объектов // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. Рязань, 2003. Вып. 12. С. 38–41.
4. Патент Российской Федерации № 2168152, G01C21/00, G01C21/12, G01B11/26, G01S5/16, 2001 г.
5. Бесекерский В. А., Фабрикант Е. А. Динамический синтез систем гироскопической стабилизации. — Л.: Судостроение, 1968. — 351 с.

УДК 004.[023+05+923]

ГИБРИДНЫЙ МЕТОД ВЫДЕЛЕНИЯ ГРАНИЦ ЗАКРЫТОГО ПОМЕЩЕНИЯ ПО ДАННЫМ НИЗКОТОЧНЫХ СКАНИРУЮЩИХ СИСТЕМ

Д. П. Кореньков,

аспирант

В. В. Аюев,

канд. техн. наук, доцент

Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана, Калужский филиал

Рассмотрена проблема определения границ закрытого помещения по неточным, зашумленным данным. Синтезирован гибридный метод определения границ на основе алгоритмов работы с сеточными функциями, параллельными отрезками и математической эрозией. Проведено моделирование в среде WeBots, показавшее высокую эффективность предложенного решения.

Ключевые слова — неточные данные, математическая эрозия, сеточная функция, WeBots, выделение границ, сканирующая система.

Введение

Определение границ закрытого помещения — одна из основных задач систем картирования местности [1, 2]. Выявление границ позволяет получить информацию о планировке здания, наличии и расположении проходов, потенциальных путей эвакуации. Актуальная информация о планировке представляет высокую ценность при проведении специальных операций в условиях города, когда существующие планы зданий не всегда возможно получить оперативно. В настоящее время отсутствует единая база данных, содержащая информацию о планировке зданий в пределах некоторой улицы, района, города. Данные разрознены, их релевантность обратно пропорциональна времени, прошедшему со дня принятия здания в эксплуатацию.

Применение роботизированных систем для составления карты-плана закрытого помещения в реальном масштабе времени позволяет решить проблемы получения информации о планировке, а также максимально точно описывать внутренние параметры помещения в текущий момент времени. Точность определения границ помещения существенно зависит от выбранных алгоритмов обработки данных сенсорного комплекса сканирующей платформы роботизированной системы и особенностей работы аппаратной части сен-

сорного комплекса, основу которой составляют дальнометры различного типа: ультразвуковые, оптические, лазерные. Наилучший результат может быть получен при использовании сканирующих лазерных дальнометров [3], однако при этом приходится применять ресурсоемкие алгоритмы обработки сенсорных данных [4, 5]. Кроме того, использование данного типа дальнометров в составе сенсорного комплекса не всегда возможно ввиду ограничений на массогабаритные параметры, энергопотребление и стоимость.

Указанные проблемы можно решить, применив менее точные, недорогие аппаратные средства с меньшими геометрическими размерами для построения сенсорного комплекса в сочетании с адаптивными методами обработки сенсорных данных. Разработанный ранее сенсорный комплекс, описанный в работах [6, 7], обладал рядом недостатков: низкой разрешающей способностью, большой склонностью к получению недостоверных, аномальных данных по причине многочисленного переотражения и интерференции ультразвуковых дальномерных сигналов. С целью преодолеть выявленные недостатки при использовании низкоточных оптических и ультразвуковых дальнометров в настоящей работе на основе известных решений создан эвристический подход — гибридный метод обработки данных сканирования, эффективность которого была

апробирована на компьютерной модели сканирующей платформы в среде WeBots [8].

Подходы к решению задач выделения границ и картирования опираются на базовые алгоритмы машинной графики. Наибольшее распространение получили методы, отличающиеся простотой реализации и доступностью в виде готовых библиотек. Рассмотрим некоторые из них.

Метод наименьших квадратов — один из базовых методов регрессионного анализа для оценки неизвестных параметров регрессионных моделей по выборочным данным [9]. Метод основан на минимизации суммы квадратов остатков регрессии и применяется для аппроксимации заданной функции более простыми функциями, при нахождении совокупности величин, удовлетворяющих уравнениям или ограничениям, количество которых превышает количество самих величин. Недостатком метода является «сглаживание» углов при обработке данных сканирования закрытого помещения.

Преобразование к срединным осям основано на уточнении параметров объекта до тех пор, пока не будет получена цепочка элементов с минимальной связностью остова [10]. Недостаток подхода состоит в недетерминированном характере алгоритма расчета остова; форма получающейся в результате фигуры обычно существенно зависит от способа уточнения. В случае обработки объекта со сложной формой границы остов также будет сложным; для многих объектов стирание или сглаживание частей остова приводит к получению приблизительной границы, существенно отличающейся от истинной.

Методы, основанные на преобразовании Хафа [11], являются источником для многих алгоритмов распознавания объектов на растровом изображении. Главные преимущества подобных подходов — простота и наглядность: здесь распознавание сложных геометрических объектов сводится к поиску максимума многомерной функции, заданной таблично [12–14]. К недостаткам метода следует отнести существенное влияние на результат фонового шума, что требует значительного числа «попаданий» в соответствующий элемент пространства Хафа. Общая эффективность алгоритма в большей степени обусловлена качеством входных данных — границы должны быть четко определены.

Методы, основанные на разбиении сеткой [15, 16], отличаются от описанных выше отсутствием попиксельного анализа раstra. Изображение разбивается при помощи квадратной сетки с последующим поиском характерных распределений пикселей на границах клеток сетки. Для работы таких алгоритмов необходим словарь, при помощи которого можно сопоставлять клеткам не-

которые заранее заготовленные шаблоны. К недостаткам следует отнести анализ только тех точек, которые находятся на границе области, что приводит к объединению разрывов в линиях. Данные методы плохо обрабатывают дуги, что служит причиной искажения границ помещения и обработанных данных сканирования.

Гибридный метод обработки данных сканирования

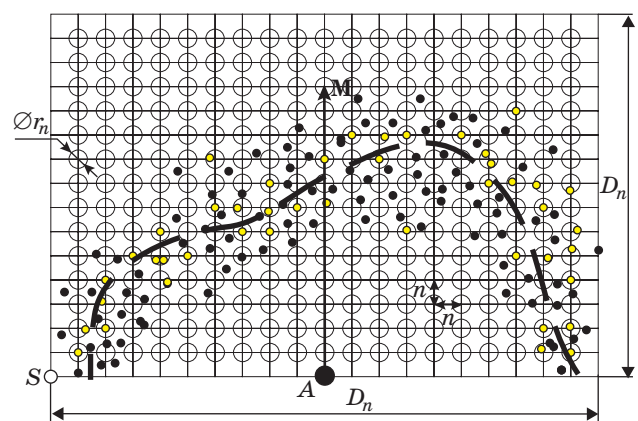
Ввиду ограничений традиционных методов, в рамках настоящей работы синтезирован новый подход, основанный на применении аппарата сеточных функций, параллельных отрезков и математической эрозии для редуцирования и шумоподавления сенсорных данных, а также оригинального метода выявления границ для последующего определения границ закрытого помещения.

Метод сеточных функций

В основе метода лежит выявление точек множества сканирования, принадлежащих множеству окружностей N радиуса r_n , центры которых находятся в точках пересечения N_V и N_H , представляющих множества вертикальных и горизонтальных отрезков, составляющих сетку. Шаг сеточной функции определялся аналитически; он зависит от дистанции до препятствия, ширины расхождения сканирующего луча и угла поворота сенсорного комплекса. Сетка является регулярной. Результирующее множество точек H (рис. 1) включает точки множества сканирования, принадлежащие границе сканируемого помещения:

$$H = N \cap P, \quad (1)$$

где N — множество узлов сетки; P — множество точек сканирования.



■ Рис. 1. Иллюстрация работы метода сеточных функций

Точками желтого и черного цветов на рисунке обозначены элементы множества сканирования, желтые точки — элементы множества \mathbf{H} , удовлетворяющие условию (1); A — начало системы координат сенсорного комплекса; \mathbf{M} — курс; n — шаг сеточной функции; пунктирная кривая — реальная граница исследуемого помещения.

Множество \mathbf{N} формируется объединением всех подмножеств $\mathbf{O}_{r_n, e}$, представляющих точки из внутренней области окружностей радиуса r_n , построенных в центре узловых элементов сеточной функции:

$$\mathbf{N} = \{ \mathbf{O}_{r_n, 1} \cup \mathbf{O}_{r_n, 2} \cup \dots \cup \mathbf{O}_{r_n, e} \}, \quad (2)$$

где e — количество узлов сеточной функции.

Формально алгоритм построения сеточной функции реализуется следующей последовательностью шагов.

1. Вычисление угла поворота α сенсорного комплекса (рис. 2) в соответствии с выражениями

$$\alpha = \alpha_{\min} + T(D(R), R) \\ T = \frac{2R^2 - D^2(R)}{2R}, \quad (3)$$

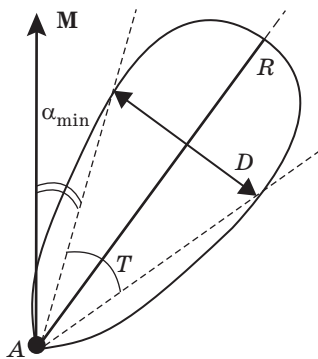
где α_{\min} — минимальный угол поворота сенсорного комплекса; T — функция определения углового расхождения сканирующего луча сенсорного комплекса; D — функция определения ширины сканирующего луча; R — текущее расстояние до препятствия.

2. Вычисление шага n сеточной функции:

$$n = f(\alpha, R_{\max}) \\ f = R_{\max} \sqrt{2 - 2\cos\alpha}, \quad (4)$$

где f — функция определения шага сетки; R_{\max} — максимальная дистанция обнаружения препятствия на текущем этапе сканирования.

3. Построение сетки — объединение горизонтальных и вертикальных отрезков, ограничен-



■ Рис. 2. Определение угла поворота сенсорного комплекса

ных в размерах возможностями сенсорного комплекса. Построение отрезков сетки осуществляется от крайнего левого положения, обозначенного точкой S на рис. 1, с шагом n на расстояние D_n :

$$D_n = \left\lfloor \frac{2R_{\max}}{n} \right\rfloor \times n, \quad (5)$$

где $\lfloor \]$ — целая часть.

Новое построение сетки проводится на каждом этапе сканирования окружающего пространства. Процедура пересчета сетки активируется при ненулевом значении пороговой функции вида

$$\theta(\xi) = \begin{cases} 1, & \sum_i \xi(D_{C,i}) > 0 \\ 0, & \sum_i \xi(D_{C,i}) < 0 \end{cases}, \quad (6)$$

где θ — пороговая функция; ξ — функция определения пороговой величины изменения показаний i -го сенсора; $D_{C,i}$ — текущее значение расстояния до препятствия, полученное i -м сенсором сенсорного комплекса.

Функция ξ определяет изменение расстояния от сенсора сенсорного комплекса до объекта сканирования на фиксированную величину D_V :

$$\xi(D_{C,i}) = \begin{cases} 1, & |D_{C,i} - D_{L,i}| > D_V \\ 0, & |D_{C,i} - D_{L,i}| \leq D_V \end{cases}, \quad (7)$$

где $D_{L,i}$ — значение расстояния до препятствия, полученное от i -го сенсора на предыдущем этапе пересчета сеточной функции; D_V — экспериментально устанавливаемое пороговое изменение показаний сенсорного комплекса.

Пересчет сеточной функции выполняется в статическом положении. Элементы множества \mathbf{N}_V всегда сонаправлены с курсом движения робота до момента остановки для перерасчета. Построение сетки выполняется согласно условию

$$\mathbf{N}_V = \{ n_v \mid \exists \mathbf{D}(n_v, o), \mathbf{D} \uparrow \mathbf{M} \}, \quad (8)$$

где n_v — элемент множества \mathbf{N}_V ; \mathbf{D} — вектор ориентации сеточной функции; o — точка, принадлежащая области сканирования; \mathbf{M} — вектор направления движения сканирующей платформы до момента остановки и выполнения нового этапа сканирования окружающего пространства.

4. Поиск элементов множества \mathbf{P} , находящихся в узлах сетки, добавление их в результирующее множество \mathbf{H} .

Метод параллельных отрезков

Очевидным ограничением метода сеточных функций является группировка элементов множества \mathbf{H} при большом значении шага n , что может привести к неоднозначному определению границ сканирования. Это обусловило необходимость разработки нового метода для выявления границ области сканирования. В методе параллельных отрезков выполняется построение множества эквидистанционных отрезков, \mathbf{N}_p , ортогональных предыдущему направлению движения сканирующей платформы.

Расстояние d между отрезками определяется аналитически в соответствии с (4). Результирующее множество \mathbf{H} формируется из точек области сканирования, удаленных от одного из отрезков множества \mathbf{N}_p на расстояние не более d_{\max} .

Формально алгоритм метода параллельных отрезков реализуется следующей последовательностью шагов.

1. Определение расстояния между отрезками множества \mathbf{N}_p в соответствии с (4).
2. Определение числа элементов множества \mathbf{N}_p :

$$b = \left\lceil \frac{\max(R)}{n} \right\rceil, \quad (9)$$

где b — мощность множества \mathbf{N}_p .

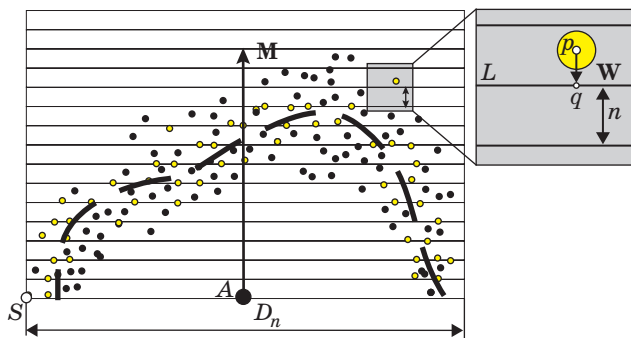
3. Определение длины D_n отрезков множества \mathbf{N}_p в соответствии с (5).

4. Построение эквидистанционных отрезков, начиная с крайнего левого положения точки S (рис. 3).

5. Добавление в \mathbf{N}_p элементов, удовлетворяющих условию вида

$$\mathbf{N}_p = \{L_m \mid \exists t: \forall t_x, r(t_x) = n \times m\}, \quad (10)$$

где t — точка, принадлежащая отрезку L ; t_x — абсцисса точки t ; r — функция определения евклидова расстояния от оси абсцисс до отрезка L ; m — целочисленный номер отрезка.



■ Рис. 3. Иллюстрация работы метода параллельных отрезков

6. Добавление в целевое множество \mathbf{H} таких элементов множества \mathbf{P} , что расстояние между ними и некоторым отрезком L из \mathbf{N}_p удовлетворяет условию

$$\mathbf{H} = \{p \mid \exists \mathbf{W}(p, q): (\mathbf{W} \perp \forall L \in \mathbf{N}_p), |\mathbf{W}| \leq d_L\}, \quad (11)$$

где \mathbf{W} — вектор, направленный из точки сканирования p в некоторую точку q , принадлежащую одному из отрезков L множества отрезков \mathbf{N}_p (см. рис. 3); d_L — минимальная длина вектора \mathbf{W} , определяемая евклидовой мерой расстояния.

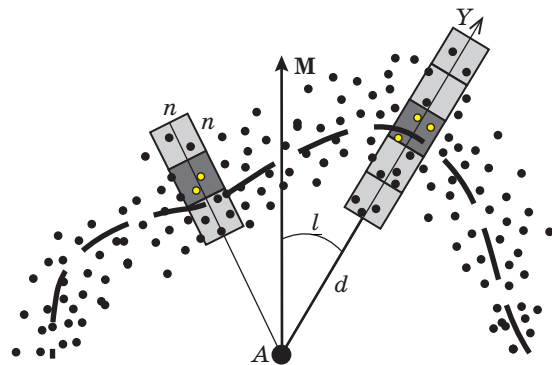
Метод на основе математической эрозии

К недостаткам описанных выше подходов следует отнести ожидаемую высокую чувствительность к шумам и выбросам в данных сенсорного комплекса. Для преодоления этого ограничения разработан метод на основе модифицированного алгоритма математической эрозии, примененного для анализа неполных данных в работах [17, 18]. В качестве структурного элемента здесь использовано объединение квадратных блоков (рис. 4), длина стороны которых определяется в соответствии с (4). Число блоков в объединении нечетно и зависит от текущего расстояния до препятствия.

Все объединения расположены вдоль сканирующего луча Y . Результат работы метода — множество точек, находящееся во внутренней области центрального блока объединения при условии, что в остальных блоках объединения будет не менее одной точки, принадлежащей множеству \mathbf{P} :

$$\mathbf{H} = \left\{ e \mid (\mathbf{P} \cap \mathbf{B}_1) \neq \emptyset \wedge \dots \wedge (\mathbf{P} \cap \mathbf{B}_2) \neq \emptyset \wedge \dots \right. \\ \left. \dots \wedge (\mathbf{P} \cap \mathbf{B}_u) \neq \emptyset \wedge \dots \wedge (\mathbf{P} \cap \mathbf{B}_c) \neq \emptyset \right\}, \quad (12)$$

где \mathbf{B} — множество точек блока, входящего в состав объединения; c — общее число блоков в объединении; u — номер центрального блока объединения.



■ Рис. 4. Иллюстрация работы метода математической эрозии

Порядковый номер u центрального блока в объединении определяется как

$$u = \left\lfloor \frac{c}{2} \right\rfloor + 1. \quad (13)$$

Формально алгоритм математической эрозии реализуется следующей последовательностью шагов.

1. Определение числа блоков в объединении при заданном угле поворота λ сканирующего луча сенсорного комплекса:

$$\eta = R \times O(R), \quad (14)$$

где $O(R)$ — погрешность определения расстояния R .

2. Вычисление четырех координат вершин блока в соответствии с выражением

$$b_m = \begin{cases} (\psi \cos(\tau^+), \psi \sin(\tau^+)), m = 1 \\ (\psi \cos(\tau^-), \psi \sin(\tau^-)), m = 2 \\ (\zeta \cos(\tau^-), \zeta \sin(\tau^-)), m = 3 \\ (\zeta \cos(\tau^+), \zeta \sin(\tau^+)), m = 4 \end{cases}, \quad (15)$$

где b — одна из вершин блока; m — номер вершины; d — текущее расстояние до препятствия; λ — угол поворота сканирующего луча сенсорного комплекса на данном этапе сканирования; $\tau^+ = \lambda + \arctg \frac{n}{d}$; $\tau^- = \lambda - \arctg \frac{n}{d}$; $\psi = \sqrt{d^2 + n^2}$;

$$\zeta = \sqrt{(d+n)^2 + n^2}.$$

3. Построение объединения блоков, вершины которых рассчитаны в соответствии с выражением (15).

4. Поиск элементов множества \mathbf{P} , удовлетворяющих условию (12).

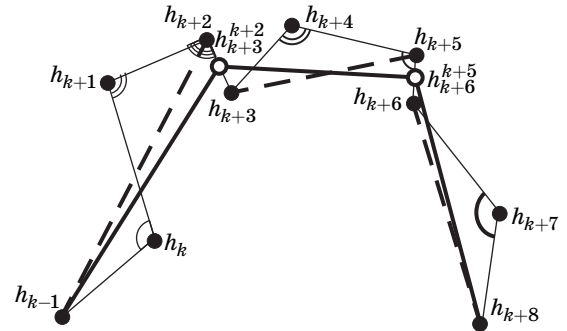
Метод выявления границ

Описанные ранее методы позволяют редуцировать исходное множество \mathbf{P} , но не определяют связи между элементами. Для их поиска используется оригинальный метод выявления границ, реализующий второй этап гибридного метода обработки данных сканирования.

Настоящий подход осуществляет сегментацию результирующего множества \mathbf{H} на подмножества \mathbf{H}_i (рис. 5), в состав которых входят элементы, удовлетворяющие условию вида

$$\mathbf{H}_i = \left\{ \begin{array}{l} h_k \mid \exists h_k \in \mathbf{H}, \exists h_{k-1} \in \mathbf{H}, \\ \exists h_{k+1} \in \mathbf{H}: \angle h_{k-1} h_k h_{k+1} \leq \omega, \\ k \in [1 \dots |\mathbf{H}|] \end{array} \right\}, \quad (16)$$

где \mathbf{H}_i — i -е подмножества множества \mathbf{H} ; k — целочисленный индекс; ω — фиксированное цело-



■ Рис. 5. Иллюстрация работы метода выявления границ

численное значение предельно допустимого угла между отрезками, соединяющими элементы \mathbf{H} .

В случае невыполнения требований (16) добавление элементов в текущий сегмент прекращается и начинается формирование нового подмножества. После формирования всех подмножеств происходит объединение граничных элементов. Элемент считается граничным в том случае, если он был добавлен первым или последним при выполнении операции сегментирования согласно (16).

Граница исследуемого помещения — незамкнутая ломаная, вершинами которой являются граничные элементы сегментов. Операция объединения граничных элементов выполняется в соответствии со следующим условием:

$$\mathbf{V} = \left\{ \begin{array}{l} v \mid v = \mathbf{H}_i[1] \vee v = \mathbf{H}_a[z] \vee \\ v = \left(\frac{\mathbf{H}_i^x[z] + \mathbf{H}_{i+1}^x[1]}{2}, \frac{\mathbf{H}_i^y[z] + \mathbf{H}_{i+1}^y[1]}{2} \right), \\ i \in [1 \dots (a-1)] \end{array} \right\}, \quad (17)$$

где \mathbf{V} — множество граничных точек; $\mathbf{H}_i[1]$ — 1-й элемент сегмента с индексом i ; z — целочисленный индекс последнего элемента сегмента; a — номер последнего найденного сегмента; $\mathbf{H}_i^x[z]$ — абсцисса граничной точки i -го сегмента; $\mathbf{H}_i^y[z]$ — ордината граничной точки i -го сегмента.

На рисунке тонкая ломаная — отрезки, соединяющие элементы множества \mathbf{H} ; пунктирная ломаная — отрезки, соединяющие элементы сегментированных подмножеств \mathbf{H}_i ; жирная ломаная — выявленная граница области сканирования, полученная последовательным соединением элементов множества \mathbf{V} .

Формально метод выявления границ реализуется следующей последовательностью шагов.

1. Формирование множества \mathbf{H} любым из описанных выше методов.

2. Разбиение множества \mathbf{H} на подмножества в соответствии с (16).

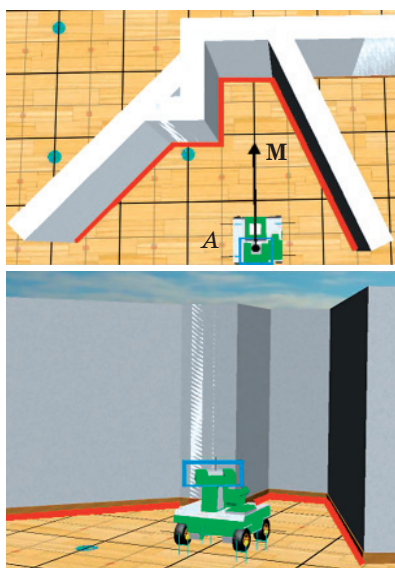
3. Формирование множества граничных точек \mathbf{V} в соответствии с (17).

4. Построение границы области сканирования последовательным соединением элементов множества V отрезками.

Результаты моделирования и их обсуждение

Эффективность работы предлагаемых методов изучалась путем моделирования закрытого помещения и сенсорного комплекса в среде WeBots (рис. 6). Моделирование работы выполнялось на основе экспериментальных измерений, полученных с применением дальномеров Sharp GP2Y0A02. В качестве опорных параметров для построения модели датчика использовались предельные дистанции обнаружения препятствия и зависимость ошибки измерения от расстояния. Сканирование проводилось в стационарном положении сканирующей платформы. В начальный этап времени сенсорный комплекс был повернут на 90° в левую сторону относительно направления вектора M . После получения данных о расстоянии до препятствия сенсорный комплекс поворачивался вправо с шагом 1° . Расстояние до препятствия на каждом этапе сканирования измерялось 10 раз.

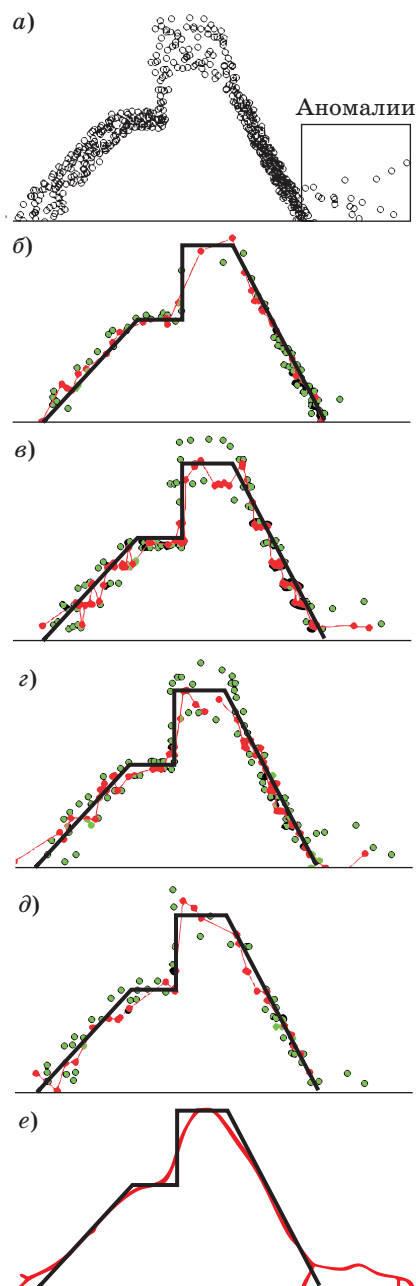
Исходное множество P было сформировано из полного набора данных, полученных в рамках всех проведенных этапов сканирования. Для этого набора поочередно применялись методы первого этапа обработки данных (сеточных функций, параллельных отрезков, математической эрозии) с последующим определением границ области сканирования методом выявления границ. В качестве сравнительного метода был применен ал-



■ Рис. 6. Виртуальная модель сканирующей платформы в среде WeBots (красная ломаная — искомая граница области сканирования; синяя рамка отмечает сенсорный комплекс)

горитм преобразования к срединным осям, реализованный средствами Matlab Image Processing Toolbox [19].

На рис. 7, б — е точками зеленого цвета обозначены элементы редуцированного множества H ; красного — узловые элементы, полученные по-



■ Рис. 7. Результаты работы гибридного метода обработки данных сканирования и преобразования к срединным осям: данные сенсорного комплекса, полученные после сканирования (а); результаты работы метода выявления границ и математической эрозии при $n = 2$ (б) и $n = 0,3$ (в); границ и сеточной функции (д); результат работы преобразования к срединным осям (е)

средством метода выявления границ; красная ломаная линия соответствует найденной границе области сканирования; черная ломаная — эталонная граница области сканирования.

Анализ результатов работы гибридного метода обработки данных сканирования, представленных графиками на рис. 7 и в сводной таблице, свидетельствует, что метод математической эрозии позволяет наиболее эффективно бороться не только с выбросами, полученными на этапе измерения расстояния, но и с аномальными данными, отмеченными на рис. 7, а. В частности, при $\alpha > 0,5$ и $D > 1$ наблюдается существенный рост отношения величины найденного периметра к эталонному периметру, а также числа узловых элементов выявленной границы, что обуславливается меньшим размером квадратного блока, входящего в состав объединения. Дальнейшее уменьшение размера блоков приводит к снижению площади взаимопересечения их объединений, в результате чего уменьшается число элементов области сканирования, находящихся во внутренней области квадратных блоков, удовлетворяющих условию (12). Выявленная закономерность позволяет прийти к заключению, что разработанный метод будет наиболее эффективно обрабатывать данные оптических дальномеров, обладающих малыми значениями расхождения сканирующего луча. Применение метода математической эрозии для обработки данных ультразвуковых сенсоров будет нецелесообразно ввиду неизбежного уменьшения размера квадратного блока.

Метод параллельных отрезков позволяет эффективно редуцировать исходное множество дан-

ных только при малых значениях шага n . Для снижения величины шага необходимо увеличивать значения D и α с сопутствующей (наиболее явно наблюдаемой при $D \geq 2$) «группировкой» элементов редуцированного множества вдоль эквидистанционных отрезков (см. рис. 7, в), приводящей к возникновению эффекта «пилы» при последующем выделении границ (см. рис. 7, г). Заметим, что эффектом «группировки» обуславливается низкая эффективность метода при обработке данных сканирования помещения, стены которого расположены под прямым углом. При увеличении значения параметров α и D не прослеживается общая тенденция в изменении отношения найденного и эталонного периметров, равно как и в количестве точек найденной границы области сканирования. Эта особенность также объясняется эффектом «группировки», приводящим к возникновению большого числа связей малой длины между элементами группы и самими группами редуцированного множества.

Метод сеточных функций показал результаты, близкие к методу математической эрозии (см. рис. 7, д), уступив последнему в эффективности обработки как аномальных данных, так и редуцированного множества, содержащего большее число выбросов. Сеточная функция обладает наименьшей чувствительностью к изменению ширины сканирующего луча D , что позволит применять метод сеточной функции для обработки данных ультразвуковых дальномеров. Отметим, во-первых, что периметр выявленной границы области сканирования при последующем применении метода выявления границ не превышает

■ Сводная таблица эффективности функционирования методов на основе математической эрозии, сеточной функции и параллельных отрезков

α	D	Отношение найденного периметра к эталонному, %			Число точек		
		Математическая эрозия	Сеточная функция	Параллельные отрезки	Математическая эрозия	Сеточная функция	Параллельные отрезки
1	0,1	54,05	94,05	175,48	104	110	232
1	0,2	81,90	76,65	133,52	157	81	207
1	0,5	98,41	79,81	161,48	240	66	277
1	1	119,60	64,85	129,33	303	32	185
1	1,5	164,85	41,95	140,30	338	15	212
1	2	174,72	34,62	159,28	366	12	245
1	2,5	207,49	10,31	124,96	405	4	194
1	3	218,74	19,70	124,55	432	6	205
2	3	268,36	13,23	140,40	447	5	195
2	2,5	246,18	26,61	133,97	462	7	209
2	2	218,74	19,70	124,55	432	6	205
2	1,5	207,49	10,31	124,96	405	4	194
2	1	174,72	34,62	159,28	366	12	242
2	0,5	164,85	41,95	140,30	338	15	212
2	0,2	151,27	60,21	154,91	321	24	254

значения периметра эталонной границы для всех значений параметров D и α ; во-вторых, применение метода сеточных функций позволило получить минимальную среди всех рассмотренных методов мощность редуцированного множества данных сенсорного комплекса. Несмотря на указанные достоинства, применение на практике будет сопряжено с некоторыми трудностями подбора шага n и радиуса r_n узловых элементов. В частности, при некоторых D и α возможны проявления ограничений, аналогичных найденным для метода параллельных отрезков; при малом значении r_n мощность редуцированного множества будет мала настолько, что дальнейшее применение метода выявления границ будет нецелесообразно ввиду недостаточного количества входных данных; при увеличении значения r_n эффективность метода также будет снижаться ввиду незначительного изменения мощности множества данных.

Из экспериментальных результатов следует, что применение метода преобразования к средним осям привело к удовлетворительному количественному показателю отношения найденного периметра к эталонному, составившему 117,91 %. Вместе с тем полученная граница состояла из 1041 точки, что в 3–5 раз превышает показатели наиболее ресурсоемкого из синтезированных подходов. Качественно найденная граница точно отображает эталонные контуры области сканирования только на участках вдоль одной и той же стены, в то время как граничные области стыка стен оказываются сглаженными. Таким образом, метод не позволяет эффективно обработать аномальные данные.

Анализируя результаты моделирования, можно сделать вывод, что гибридный метод обработки данных сканирования достигает наибольшей эффективности при последовательном применении методов математической эрозии и выявления границ с параметрами $\alpha \in [0,2; 0,5]$ и $D = 1$. В этом случае погрешность определения границы закрытого помещения почти вдвое меньше по сравнению с методом параллельных отрезков и до 20 % меньше по сравнению с методом сеточных функций. Кроме того, применение метода математической эрозии позволяет наиболее точ-

но определить границы области сканирования при большем числе различных значений угла поворота сенсорного комплекса и ширины расхождения сканирующего луча.

Заключение

В настоящей работе описан новый метод определения границ закрытого помещения на основе данных низкоточных сканирующих систем. Проведенные исследования показали, что наиболее корректное определение границ может быть получено путем последовательного применения двух групп алгоритмов: редуцирующих методов и методов, устанавливающих связи между элементами редуцированных множеств, описывающих области сканирования сенсорного комплекса. Одним из главных достоинств разработанных подходов является эффективное подавление шумов и обработка аномальных данных. К слабым практическим сторонам следует отнести невозможность детектирования проходов между помещениями при закрытых дверях. Выводы на основе экспериментальных данных могут потребовать уточнений, поскольку они были получены при изучении единственного помещения.

Отметим, что синтезированный метод обладает эвристическим характером, так как рассматриваемая проблема не имеет строгого обоснования ввиду бесконечно большого числа реальных помещений с произвольной, не типизированной формой; датчики в составе сенсорного комплекса обладают различными характеристиками, обусловленными физическими принципами функционирования, технологией производства, параметрами установки на сканирующей платформе, устойчивостью к внешнему и внутреннему помеховому воздействию и т. д.

Дальнейшее совершенствование разработанных методов будет направлено на эффективное сведение результатов отдельных этапов сканирования в единую карту-план при работе сканирующих платформ в глобальной и в собственной, локальной, системах координат; верификацию результатов работы синтезированного метода на основе более широкой выборки данных современных сенсорных комплексов.

Литература

1. Алпатов Б. А., Муравьев С. И., Муравьев В. С. Пространственный алгоритм выделения объектов на основе адаптивной пороговой обработки // Цифровая обработка сигналов и ее применение: тез. докл. 8-й Междунар. конф. М., 2006. Т. 2. С. 445–448.
2. Архипов А. Е., Панищев В. С. Влияние предварительной обработки изображений на качество выделения контуров // Pattern Recognition and Image Analysis: сб. материалов 5-й Междунар. конф. / КГТУ. Курск, 2003. С. 29–30.

3. Коростелев С. И., Панищев В. С., Титов В. С. Программа для распознавания образов, использующая векторные эталонные изображения // Pattern Recognition and Image Analysis: сб. материалов 7-й Междунар. конф. / КГТУ. Курск, 2005. С. 83–84.
4. Шапиро Л., Стокман Дж. Компьютерное зрение. — М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. — 752 с.
5. Andreas N. 3D Robotic Mapping: The Simultaneous Localization and Mapping Problem with Six Degrees of Freedom. — NY.: Springer, 2009. — 224 p.
6. Кореньков Д. П. Разработка сканирующего ультразвукового дальномера для роботизированных систем // Научно-технические конференции в приборостроении и машиностроении: тр. конф. М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2010. Т. 1. С. 250–253.
7. Кореньков Д. П. Разработка программно-аппаратного комплекса систем локального позиционирования и составления карт-планов закрытых помещений // Системы и средства связи телевидения и радиовещания. 2011. № 1, 2. С. 146–148.
8. Lambert S. M., Miriam T. T., Susan F. M. Webots. — NY.: VDM Verlag, 2010. — 136 p.
9. Миронов В. И., Миронов Ю. В., Юсупов Р. М. Метод наименьших квадратов в задачах вариационного оценивания состояния нелинейных динамических систем // Информационно-управляющие системы. 2009. № 6. С. 2–6.
10. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде Matlab. — М.: Техносфера, 2006. — 616 с.
11. Рубис А. Ю. и др. Морфологическое сравнение по форме точечных паттернов и контурных изображений на основе преобразования Хафа и его модификаций // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2009. № 7. С. 3–8.
12. Ерш И. Л., Сергеев М. Б., Соловьев Н. В. Методы быстрого распознавания символов, пригодные для аппаратной реализации // Информационно-управляющие системы. 2004. № 4. С. 2–6.
13. Баранов В. Г., Милов В. Р., Зарипова Ю. Х., Эпштейн А. Ю. Интеллектуализация системы распознавания образов на основе сравнения эффективности методов классификации // Информационно-управляющие системы. 2010. № 2. С. 35–39.
14. Форсайт Д., Понс Ж. Компьютерное зрение. Современный подход. — М.: Вильямс, 2004. — 928 с.
15. Kolesnikov A. PhD Thesis: Efficient Algorithms for Vectorization and Polygonal approximation. Chapter 3: Polygonal approximation. http://www.cs.joensuu.fi/~koles/approximation/Ch3_0.html (дата обращения: 26.04.2012).
16. Фурман Я. А. Введение в контурный анализ. 2-е изд., испр. — М.: Физматлит, 2003. — 592 с.
17. Аюев В. В. Двухуровневый метод кластеризации на основе эрозии в обучении сетей РБФ на неполных данных // Нейрокомпьютеры: разработка, применение. 2011. № 7. С. 10–19.
18. Аюев В. В., Овсиенко О. С. Нейросетевое моделирование прочностных характеристик бетонных смесей на основе модифицированной архитектуры // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2012. № 1. С. 27–32.
19. Rafael C. G., Richard E. W., Steven L. E. Digital Image Processing Using MATLAB. — Ohio.: Pearson Prentice Hall, 2009. — 606 p.

УДК 629.735.33

АНАЛИЗ СПЕКТРОВ В ОПТИЧЕСКОМ ДИАПАЗОНЕ. РЕЗОНАТОРНЫЙ АНАЛИЗ

М. А. Ваганов,

ассистент, младший научный сотрудник

О. Д. Москалец,

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматривается специфика измерения спектров оптических сигналов и аналитические методы спектральных измерений в радио- и оптическом диапазоне. В качестве модели анализируемого оптического сигнала принят гармонизируемый случайный процесс. Одномерный интегральный оператор, устанавливающий соотношения вход-выход линейной системы, преобразован к матричной форме на случай многомерной линейной системы для параллельного анализатора спектра сигналов оптического диапазона. Установлена связь числа резонаторов со временем измерения текущего спектра.

Ключевые слова — многомерная линейная система, параллельный анализ спектра, оптический сигнал, комплексный спектр, гармонизируемый случайный процесс, матричная аппаратная функция, интерполяционная теорема.

Введение

В физике и технике спектральные методы и приборы принадлежат к числу наиболее распространенных, и в настоящее время нет видимых причин, которые бы привели к изменению этого положения. Анализ гармонического спектра относится к числу важнейших физических измерений, особенно при исследовании сигналов оптического диапазона, где динамика функций источников может быть изучена только посредством выполнения спектроскопических измерений, поскольку исследование оптических сигналов как функций времени с помощью осциллографической техники не представляется возможным.

Среди приборов для научных исследований аппаратура гармонического анализа занимает особое место: техника спектроскопии развивается в течение многих лет очень высокими темпами, более быстрыми, чем в других областях физического эксперимента и анализа. Поэтому результатом развития техники спектроскопии является целый ряд методов анализа гармонических спектров и расширяющаяся номенклатура спектральных приборов.

Огромная роль аппаратного гармонического анализа в современной науке и технике и высокий уровень развития спектрального приборостроения требуют хорошо разработанной теории спектральных измерений, а дальнейший про-

гресс науки и техники требует разработки новых методов и принципов измерения спектров динамических сигналов, особенно оптического диапазона, а также интерпретации результатов спектральных измерений.

Данная статья посвящена исследованию особенностей измерений оптических спектров, в частности теоретическому описанию параллельного анализа спектра с помощью резонансных систем методами матричного анализа.

Постановка задачи анализа спектра в оптическом диапазоне

Анализ спектра оптического излучения относится к одному из двух основных классов обратных задач в оптике, целью которых является получение информации о временных изменениях, т. е. о динамике функций источников или временных частотных спектрах [1]. Иными словами, речь идет об измерении спектров колебательных явлений оптического диапазона. Измерительный процесс является видом информационного процесса, поэтому измеряемые величины и функции должны описываться в терминах теории вероятностей, и спектральный прибор здесь рассматривается как детерминированная система под стохастическим воздействием, при этом моделью анализируемого сигнала является гармонизуе-

мый случайный процесс, представимый в форме интеграла Фурье — Стильгеса:

$$X(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(i\omega t) dF(\omega), \quad (1)$$

где ω — временная угловая частота; $F(\omega)$ — произвольная монотонно неубывающая функция аргумента ω .

Случайному процессу (1) соответствует однородная плоская стохастическая скалярная волна, в реальных условиях усеченная по пространственным координатам:

$$\hat{V}X(t) = F_{xy}X\left(t - \frac{z}{c}\right), \quad (2)$$

где \hat{V} — оператор перехода от колебательного процесса к волне [2]; F_{xy} — апертурная диафрагма, выполняющая пространственное усечение однородной плоской волны; z — расстояние, пройденное волной; c — скорость распространения волны.

Волна (2) несет информацию о динамике функций источников, т. е. является носителем спектроскопической информации. Представление носителя спектроскопической информации в оптическом диапазоне в форме скалярной однородной плоской волны полностью соответствует общим принципам оптической спектрометрии [3, 4].

Важнейшей задачей спектрометрии является установление связи между математическим и физическим спектром, получаемым с помощью измерительной спектральной аппаратуры [5]. В случае стохастического анализируемого сигнала возможно два пути решения этой задачи. Первый путь заключается в установлении связи вход-выход спектрального прибора при воздействии случайного процесса [6]. Второй путь состоит в исследовании обработки реализации случайного процесса спектральным прибором и представлен в данной работе.

В общем случае случайная спектральная функция $F(\omega)$ в соотношении (1) не является дифференцируемой. Примером может служить стационарный случайный процесс, который хорошо описывает оптические колебания большинства источников. В условиях реального физического эксперимента время T взаимодействия изучаемого процесса и измерительного прибора всегда ограничено. Поэтому анализируемые сигналы должны рассматриваться как финитные, в частности, как результат усечения во времени некоторого другого случайного процесса $Y(t)$ большей длительности:

$$X_T(t) = Y(t) \cdot \chi(t) = \begin{cases} X(t), & t \in [t_1, t_2] \\ 0, & t \notin [t_1, t_2] \end{cases} \quad (3)$$

где $\chi(t)$ — характеристическая функция промежутка $[t_1, t_2]$; $T = t_2 - t_1$.

Финитный нестационарный случайный процесс $X_T(t)$ также является гармонизуемым и представим в форме интеграла Фурье — Стильгеса [7]:

$$X_T(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(i\omega t) dZ(\omega). \quad (4)$$

Случайная спектральная функция $Z(\omega)$ в соотношении (4) дифференцируема почти наверное, т. е. на всем множестве реализаций существует с вероятностью единица комплексная случайная спектральная функция [7]

$$S(\omega) = \frac{dZ(\omega)}{d\omega}. \quad (5)$$

В условиях реального физического эксперимента одна из реализаций ${}^k S(\omega)$ ансамбля (5) является математическим спектром, который следует связать со спектром физическим. Спектральной реализации ${}^k S(\omega)$ соответствует реализация ${}^k \xi(t)$ нестационарного случайного процесса (3):

$${}^k \xi(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} {}^k S(\omega) \exp(i\omega t) d\omega, \quad (6)$$

где

$${}^k S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} {}^k \xi(t) \exp(-i\omega t) dt \quad (7)$$

— реализация комплексной спектральной функции из ансамбля (5), которая, являясь преобразованием Фурье реализации случайного процесса ${}^k \xi(t)$, т. е. математическим спектром, подлежит дальнейшей обработке спектральным прибором.

Реализации случайного процесса ${}^k \xi(t)$ соответствует волновой пучок с однородным плоским фронтом:

$$\hat{V} {}^k \xi(t) = F_{xy} {}^k \xi\left(t - \frac{z}{c}\right). \quad (8)$$

Волновой пучок (8) падает на спектральный прибор с апертурой F_{xy} , выдающий спектроскопическую информацию о динамике функции источников, т. е. о спектральных функциях оптических колебаний. Эта информация извлекается непосредственно из волны (8) и проявляется на выходе фотодетекторов. В этом заключается существенное отличие действия спектральных приборов оптического диапазона — волновых анализаторов [8] от анализаторов спектра радиосигналов, где в качестве анализируемых сигналов рассматриваются колебательные явления в форме электрического тока или напряжения, в частности, формируемые с помощью приемной антенны.

Аналитические методы спектromетрии в радио- и оптическом диапазонах

Спектromетрия — это область физики и техники, разрабатывающая методы и теорию измерения спектров, в рамках которой, как отмечалось выше, должна быть установлена связь между математическим и физическим спектром. Спектromетрия объединяет разделы прикладной спектроскопии, метрологии и теории линейных систем.

Связь между математическим и физическим спектром можно установить, опираясь на методы теории линейных систем. Основной задачей теории линейных систем является установление связи между входом и выходом системы и в связи с этим определение ее исчерпывающей характеристики.

В теории систем существует два подхода к описанию системы — микро- и макроподход. Микроподход предполагает, что известна структура системы, а макроподход рассматривает систему как «черный ящик». В теории спектральных измерений спектральный прибор, рассматриваемый в рамках макроподхода, осуществляет линейное преобразование, которое в общем виде дается выражением

$$y(\xi) = \hat{L}x(\xi), \quad (9)$$

где \hat{L} — линейный оператор; $x(\xi)$, $y(\xi)$ — вход и выход линейной системы соответственно.

Соотношение (9) имеет весьма общий характер и не может быть применено к описанию передачи сигнала линейной системой. В 1935 г. Дж. фон Нейман сформулировал проблему представления линейного оператора в (9) в форме интегрального:

$$y(\xi) = \hat{L}x(\xi) = \int_{\Xi} g(\xi, \xi') \cdot x(\xi') d\xi', \quad (10)$$

где ядро $g(\xi, \xi')$, функция-прообраз $x(\xi')$ и отображение $y(\xi')$ являются абстрактными функциями абстрактных аргументов.

Решение этой проблемы на математическом уровне строгости было получено только к середине 70-х годов [9]. До этого времени предлагались различные эвристические методы получения интегрального оператора (10). Один из них предложен [10] для описания действия оптического спектрального прибора, у которого входом и выходом являются энергетические спектральные функции:

$$f(x') = \int_{-\infty}^{\infty} a(x' - x) \varphi(x) dx, \quad (11)$$

где $f(\cdot)$ — спектральное распределение интенсивности излучения, полученное экспериментально

с помощью реального спектрального прибора; $a(\cdot)$ — аппаратная функция — реакция спектрального прибора на монохроматическое излучение, являющаяся исчерпывающей характеристикой спектрального прибора; $\varphi(\cdot)$ — функция, описывающая истинное распределение энергии по спектру.

С помощью соотношения (11) описывается действие всех спектральных приборов оптического диапазона, несмотря на присутствие ему серьезные недостатки, к числу которых относятся следующие. Во-первых, как отмечалось выше, это соотношение получено эвристически, во-вторых, не определено понятие $\varphi(\cdot)$ истинного распределения энергии по спектру, в-третьих, под аргументами x и x' понимаются длина волны, частота и координаты в плоскости спектра либо координаты на записи спектра [10], т. е. величины различной физической размерности.

Теория линейных систем является дисциплиной математической и требует строгого вывода соотношения, устанавливающего связь вход-выход линейной системы, в частности, спектрального прибора. В связи с этим вопрос о представлении линейного оператора в форме интегрального был пересмотрен [11, 12]. В результате была математически корректно установлена заново основная интегральная связь теории линейных систем в форме (10), при этом был определен математический смысл аппаратной функции в форме действия линейного ограниченного оператора \hat{L} на δ -функцию:

$$A(\xi, \xi') = \hat{L}\delta(\xi - \xi'), \quad (12)$$

где $A(\xi, \xi')$ — аппаратная функция линейной системы.

Роль аппаратной функции имеет исключительное значение в теории как линейных систем, так и оптических спектральных приборов в частности. Аппаратная функция как реакция спектрального прибора на монохроматическое излучение позволяет определить важнейшую характеристику спектрального прибора — его разрешающую способность.

Смысл аппаратной функции как характеристики спектрального прибора, являющегося линейной системой, требует уточнения. Речь идет об однозначном определении аргументов x и x' в соотношении (11). Математической основой теории спектральных измерений является гармонический анализ (теория интегралов Фурье), где вводится понятие математического спектра, откуда следует, что аргументом спектральных функций может быть только частота.

Далее, для спектрального прибора необходимо определить линейный оператор \hat{L} в соотноше-

нии (12). Для этого следует представить гармоническое колебание в форме

$$\exp[i(\omega't)] = \hat{F}^{-1}\delta(\omega - \omega'), \quad (13)$$

где \hat{F}^{-1} — оператор обратного преобразования Фурье.

Тогда однородная плоская монохроматическая волна дается выражением

$$\hat{V}\hat{F}^{-1}\delta(\omega - \omega') = \exp[i(\omega't - kz)], \quad (14)$$

и в случае спектральных измерений оператор в соотношении (12)

$$\hat{L} = \hat{S}\hat{V}\hat{F}^{-1}, \quad (15)$$

где \hat{S} — линейный оператор, описывающий действие собственного спектрального прибора.

Таким образом, аппаратная функция, соответствующая однократному измерению спектра, определяется как

$$A(\omega, \omega') = \hat{S}\hat{V}\hat{F}^{-1}\delta(\omega - \omega'). \quad (16)$$

Полученное определение аппаратной функции удовлетворяет теории линейных систем и может быть использовано для описания действия анализаторов спектра как радио-, так и оптического диапазонов.

Общий подход (10) при описании действия анализаторов спектра радиодиапазона нашел свое приложение с запозданием. До этого в радиоспектрометрии применялись частные методы описания конкретных методов измерения спектра. При последовательном анализе измерение спектра производится с помощью одного узкополосного фильтра при последовательной перестройке анализатора по всему диапазону анализируемых частот. Эта перестройка выполняется двумя способами: либо с помощью перестраиваемого гетеродина, либо с помощью перестраиваемого резонатора. Для описания действия последовательных гетеродинных анализаторов спектра радиодиапазона был детально разработан метод динамических частотных характеристик линейных пассивных систем при воздействии на их вход колебания с линейно-меняющейся частотой [13]. Менее разработанным остался вопрос о динамических частотных характеристиках для последовательного анализа спектра при изменении частоты настройки резонансной системы [14]. Эти исследования фактически означали установление аппаратных функций спектральных приборов радиодиапазона, однако представления результатов измерения спектров в форме, подобной (10), сделано не было.

Применение соотношения типа (10), (11) к описанию измерения комплексных спектров в радиодиапазоне впервые было предложено в работах [15, 16] и нашло свое дальнейшее применение, в том числе и к описанию действия оптических спектральных приборов [2, 12]. В последнем случае входом и выходом спектрального прибора является комплексный или энергетический спектр анализируемого сигнала, а его выходом — физический (аппаратурный) комплексный спектр $S_a(\omega, t)$, переменный во времени, либо энергетический спектр, зафиксированный за время обработки. Временная зависимость $S_a(\omega, t)$ определяется спецификой действия спектрального прибора, что, в конечном счете, определяется свойствами аппаратной функции. Комплексные спектры рассматриваются как первичные, а энергетические — как вторичные, полученные в результате дальнейшей обработки комплексных спектров [2].

При реальных измерениях анализ спектра выполняется на нестационарном промежутке времени, и аппаратные спектры являются переменными во времени, а связь вход-выход спектрального прибора записывается в форме

$$S_a(\omega, t) = \int_{-\infty}^{\infty} A(\omega, \omega', t)S(\omega')d\omega', \quad (17)$$

где $A(\omega, \omega', t)$ — комплексная аппаратная функция, зависящая еще и от времени как от параметра; $S_a(\cdot)$ — комплексный аппаратный (физический) спектр; $S(\cdot)$ — комплексный спектр сигнала на входе анализатора, т. е. математический спектр.

При параллельном анализе спектра разрешающая система анализатора спектра состоит из набора резонаторов, каждый из которых настроен на определенную частоту. При одновременном воздействии исследуемого сигнала на все резонаторы каждый из них будет откликаться на воздействие совокупности спектральных компонент, находящихся в пределах его полосы пропускания. По числу и расположению по оси частот возбужденных резонаторов можно судить о структуре исследуемого спектра.

В случае параллельного анализа исследование действия анализатора спектра сводилось либо к изучению действия резонатора [8], либо к исследованию динамической частотной характеристики при постоянной настройке резонатора и воздействии на его вход гармонического колебания [17]. И, таким образом, связь между математическим и физическим спектром установлена не была.

Дальнейшее исследование преследует цель обобщить соотношение (10) на случай многомерной линейной системы в форме параллельного анализатора спектра сигналов оптического диапазона.

Параллельный анализ спектров в оптическом диапазоне

Тема параллельного анализа спектра в оптическом диапазоне впервые была обозначена авторами данной статьи в патенте РФ [18]. Структурная схема такого анализатора приведена на рисунке, где блоки 3 и 4 образуют канал анализа спектра.

Каждый блок узкополосной фильтрации содержит оптический резонатор (интерференционный фильтр), настроенный на определенную частоту (длину волны). Совокупность этих блоков образует разрешающую систему параллельного анализатора спектра оптических сигналов.

При параллельном анализе естественным обобщением соотношения (10) является его применение к теории многомерных линейных систем, и это соотношение преобразуется к матричной форме.

В общем случае передача сигнала многомерной линейной системой описывается следующим образом [19]:

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} & \dots & H_{1n} \\ H_{21} & H_{22} & \dots & H_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{n1} & H_{n2} & \dots & H_{nn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix}, \quad (18)$$

где $\|y_j\|$ — матрица-столбец выходов; $\|H_{ij}\|$ — передаточная матрица многомерной линейной системы, которая является ее исчерпывающей характеристикой; $\|x_j\|$ — матрица-столбец входов.

Параллельный анализатор спектра является многомерной линейной системой без перекрестных связей между каналами (автономной системой), и свойства такой системы характеризуются диагональной матрицей [19]. С учетом выражений (17) и (18) спектральная обработка сигнала таким

спектральным прибором определяется следующим образом:

$$\begin{pmatrix} S_{a1}(\omega, t) \\ S_{a2}(\omega, t) \\ \vdots \\ S_{ak}(\omega, t) \\ \vdots \\ S_{an}(\omega, t) \end{pmatrix} = \int_{-\infty}^{\infty} \begin{pmatrix} A_{11}(\omega_1, \omega', t) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_{22}(\omega_2, \omega', t) & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & A_{kk}(\omega_k, \omega', t) & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & A_{nn}(\omega_n, \omega', t) \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} S(\omega') \\ S(\omega') \\ \vdots \\ S(\omega') \\ \vdots \\ S(\omega') \end{pmatrix} d\omega', \quad (19)$$

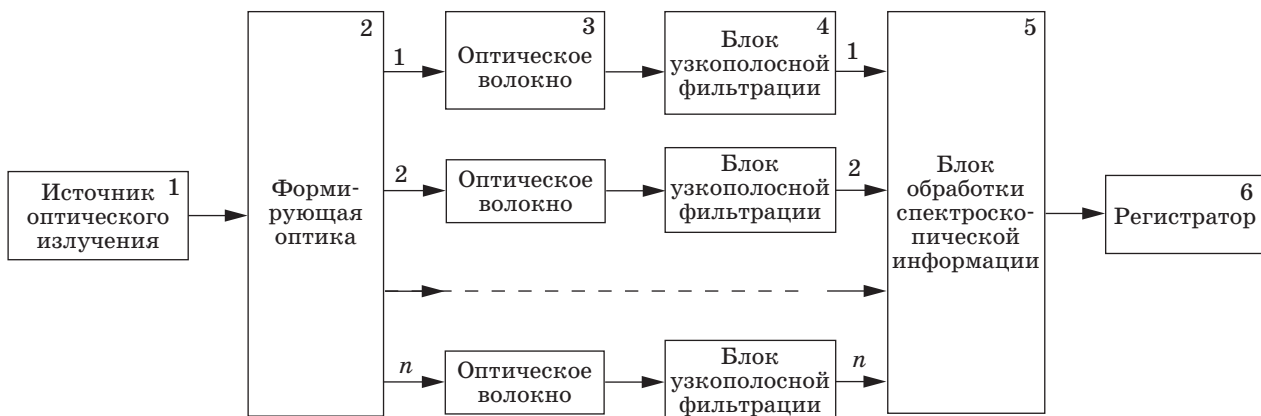
где $A_{kk}(\omega_k, \omega', t)$ — аппаратная функция k -го канала анализа спектра.

Выражение (19), описывающее алгоритм действия разрешающей системы параллельного спектрального прибора оптического диапазона, введено впервые.

Комплексная аппаратная функция k -го канала анализа спектра определяется как

$$A_k(\omega_k, \omega', t) = K_k(\omega_k, \omega') \cdot B_k(\omega') e^{i\omega' t}, \quad (20)$$

где $K_k(\omega_k, \omega')$ — передаточная функция k -го блока узкополосной фильтрации; $B_k(\omega')$ — передаточная функция отрезка оптического волокна.



■ Структурная схема параллельного анализатора спектра сигналов оптического диапазона

Для краткости записи представим выражение (19) как

$$\|S_{ak}(\omega, t)\| = \int_{-\infty}^{\infty} \text{diag}\{A_{kk}(\omega_k, \omega', t)\} \|S(\omega')\| d\omega', \quad (21)$$

где $\text{diag}\{A_{kk}(\omega_k, \omega', t)\}$ — аппаратная функция всей системы; с учетом выражения (20) она определяется как

$$\begin{aligned} & \text{diag}\{A_{kk}(\omega_k, \omega', t)\} = \\ & = \text{diag}\{K_{kk}(\omega_k, \omega')\} \cdot \text{diag}\{B_{kk}(\omega')\} e^{i\omega't}. \quad (22) \end{aligned}$$

В работе [2] показано, что такой анализатор спектра выполняет анализ текущего спектра каждым резонатором в соответствии с определением А. А. Харкевича [8] и дается соотношением [2]

$$S_{ak}(\omega_k, t) = e^{i\omega_k t} H_k(0) \int_{t_0}^t s(\tau) e^{-i\omega_k \tau} d\tau, \quad (23)$$

где величина $H_k(0)$ играет роль коэффициента [2].

При параллельном анализе спектра физический спектр представляется в виде дискретных значений (отсчетов), тогда как спектр финитного сигнала на входе анализатора, согласно теореме Винера — Пэли, описывается целой функцией экспоненциального типа степени $T/2$. Такие функции являются не только непрерывными, но и бесконечно дифференцируемыми. Это свойство спектральной функции ставит вопрос о соотношении между анализируемым спектром и его дискретным представлением.

Названное соотношение устанавливается с помощью интерполяционной теоремы Уиттекера (теоремы отсчетов), определяющей свойства преобразований Фурье финитных функций. Теорема отсчетов известна в теории связи как теорема Котельникова и доказана им для функций времени. Интерполяционная теорема Уиттекера носит общий характер и таким образом имеет аналог в частотной области [20]. Теорема отсчетов в частотной области утверждает: если $S(\omega)$ есть спектр функции $s(t)$, тождественно равной нулю вне интервала $T_1 < t < T_2$, то $S(\omega)$ однозначно определяется последовательностью его значений в точках, отстоящих на расстоянии [20]

$$\Delta\omega \leq \frac{\pi}{T_2 - T_1}, \quad (24)$$

где $T = T_2 - T_1$ — длительность импульса.

Тогда спектр определяется как

$$S(\omega) = \sum_{-\infty}^{\infty} S\left(\frac{n\pi}{T}\right) \frac{\sin(\omega T - n\pi)}{(\omega T - n\pi)}. \quad (25)$$

Анализ текущего спектра выполняется на нестационарном интервале $[t_0, t]$, который непрерывно возрастает. Иными словами, длительность обрабатываемой реализации в соответствии с (23) изменяется и непрерывно возрастает как $t - t_0$ до значения T . Это соответствует непрерывному сгущению отчетных точек, которые определяются интервалами частот между частотами настройки резонаторов:

$$\Delta\omega(t) \leq \frac{\pi}{t - t_0}. \quad (26)$$

В реальных условиях количество резонаторов и интервал между частотами настройки резонаторов определены заранее, поэтому при $t - t_0 > T$ восстановление спектра в соответствии с соотношением (24) становится невозможным.

Заключение

В настоящей работе дан анализ специфики спектральных измерений в оптическом диапазоне. Отмечено, что анализ спектра принадлежит категории информационных процессов, при этом в качестве адекватной модели анализируемого колебания источника принят гармонизируемый случайный процесс.

Условия реального физического эксперимента позволили рассматривать в качестве математического спектра преобразование Фурье единственной реализации, обрабатываемой спектральным прибором. В отличие от традиционных принципов оптической спектрометрии, проведенные теоретические исследования исходят из понятия комплексного спектра. Переход к энергетическим спектрам выполнен в работе [2] и здесь не рассматривается.

Исследование резонаторного параллельного анализатора спектра оптических сигналов рассматривается с позиций теорий многомерных линейных систем. Впервые соотношение вход-выход спектрального прибора дается в матричном виде, исчерпывающей характеристикой такого прибора является матричная аппаратная функция, которая вводится в форме диагональной матрицы.

Впервые поставлен и решен вопрос о связи числа резонаторов и максимально допустимого времени анализа на базе интерполяционной теоремы Уиттекера.

Выполненные теоретические выкладки опираются на общую теорию линейных систем и одинаково применимы для описания действия параллельных анализаторов спектра, работающих как в радио-, так и в оптическом диапазонах.

Литература

1. **Обратные задачи в оптике** / Под. ред. Г. П. Болтса: пер. с англ. — М.: Машиностроение, 1984. — 199 с.
2. **Ваганов М. А., Москалец О. Д.** Параллельный анализ спектра динамических сигналов // Информационно-управляющие системы. 2011. № 5(54). С. 15–22.
3. **Малышев В. И.** Введение в экспериментальную спектроскопию. — М.: Наука, 1979. — 478 с.
4. **Тарасов К. И.** Спектральные приборы. 2-е изд., доп. и перераб. — Л.: Машиностроение, 1977. — 367 с.
5. **Горелик Г. С.** Колебания и волны. 2-е изд. — М.: ГИФМЛ, 1959. — 650 с.
6. **Москалец О. Д.** Соотношение «вход-выход» спектрального прибора при воздействии случайного процесса // Изв. вузов. Приборостроение. 1995. Т. 38. № 9–10. С. 35–38.
7. **Железнов Н. А.** Некоторые вопросы спектрально-корреляционной теории нестационарных сигналов // Радиотехника и электроника. 1959. Т. 4. № 3. С. 359–373.
8. **Харкевич А. А.** Спектры и анализ. 4-е изд. — М.: ГИФМЛ, 1962. — 236 с.
9. **Коротков В. Б.** Интегральные операторы. — Новосибирск: Наука, 1983. — 224 с.
10. **Раутиан С. Г.** Реальные спектральные приборы // Успехи физических наук. 1958. Т. 66. Вып. 3. С. 475–517.
11. **Москалец О. Д.** Линейность и интеграл суперпозиции // Оптические и оптико-электронные средства обработки информации: сб. науч. тр. / АН СССР, ФТИ им. А. Ф. Иоффе. Л., 1989. С. 279–285.
12. **Moskaletz O. D.** Classical and quantum approaches to power spectrum measurement by diffractional methods // Proc. of SPIE. 1999. Vol. 3900. P. 297–308.
13. **Турбович И. Т.** Динамические частотные характеристики избирательных систем // Радиотехника. 1957. Т. 12. № 11. С. 39–49.
14. **Седакин Н. М.** Реакция колебательной системы с линейно-меняющейся собственной частотой // Радиотехника и электроника. 1959. № 3. С. 457–462.
15. **Кирюхин А. М., Москалец О. Д., Ульянов Г. К.** Дисперсионный анализ спектров видео- и радиоимпульсов // Тр. ЛИАП. Л., 1969. Вып. 64. С. 40–52.
16. **Кулаков С. В., Москалец О. Д., Разживин Б. П.** Некоторые вопросы теории оптико-акустического анализатора спектра // Тр. ЛИАП. Л., 1969. Вып. 64. С. 96–108.
17. **Берсон З. Г.** Разрешающая способность и динамические частотные характеристики селективных систем при постоянной настройке относительно возмущающего сигнала // Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая. 1964. С. 75–79.
18. **Пат. 86734 РФ, МПК⁸ 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.
19. **Мирошник И. В.** Теория автоматического управления. Линейные системы. — СПб.: Питер, 2005. — 336 с.
20. **Голдман С.** Теория информации: пер. с англ. — М.: Изд-во ИИЛ, 1957. — 446 с.

УДК 004.8

РЕКУРРЕНТНАЯ НЕЙРОННАЯ СЕТЬ СО СПИРАЛЬНОЙ СТРУКТУРОЙ СЛОЕВ

В. Ю. Осипов,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН

Исследованы возможности рекуррентной нейронной сети со спиральной структурой слоев. Рассмотрен алгоритм ее функционирования. Приведены результаты моделирования. Показано, что такая сеть при встречном продвижении совокупностей единичных образов вдоль слоев обладает избирательностью по обработке информации. За счет такого продвижения расширяются возможности сети по запоминанию и ассоциативному извлечению из памяти сигналов.

Ключевые слова – нейронная сеть, спиральная структура, встречное продвижение, совокупности единичных образов.

Введение

Одним из приоритетных направлений в области искусственного интеллекта выступает развитие нейронных сетей. На их основе ученые надеются создать ассоциативные интеллектуальные системы, способные оперативно решать широкий спектр трудноформализуемых творческих задач. Несмотря на достигнутые успехи по обработке информации нейронными сетями, пока не удалось наделить эти сети полноценным интеллектом [1]. Известные нейронные сети ориентированы лишь на решение узкого класса прикладных задач [2–4]. Одной ассоциативности, как свойства нейронных сетей, недостаточно для обеспечения их широких интеллектуальных возможностей [5]. Необходимо наделение нейронных сетей дополнительными свойствами.

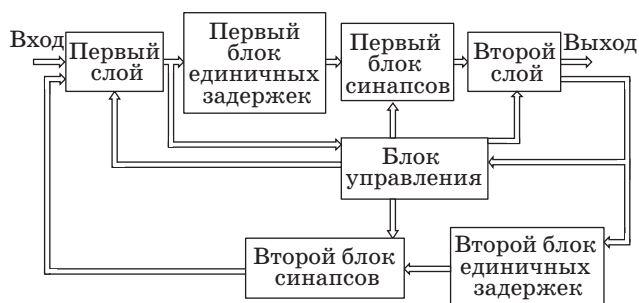
Предложено [6, 7] осуществлять в рекуррентных нейронных сетях (РНС) сдвиги совокупностей единичных образов при передаче от одного слоя к другому. За счет этих сдвигов удастся наделять РНС логической структурой и обеспечивать продвижение совокупностей единичных образов (СЕО) вдоль слоев. Установлено [8], что наибольшими преимуществами по ассоциативным возможностям обладают РНС со спиральной структурой слоев. Для этих сетей исследованы аспекты ассоциирования единичных образов при однонаправленном продвижении их совокупностей вдоль слоев с переносом окончания строк на начало следующих строк. Влияние на ассоциативные

и другие возможности РНС встречного продвижения СЕО вдоль слоев не рассматривалось. Однако такое продвижение позволяет наделять РНС новыми свойствами по интеллектуальной обработке информации.

Приводятся результаты исследования процессов обработки динамических сигналов в РНС со спиральной структурой слоев при встречном продвижении вдоль них совокупностей единичных образов.

Постановка задачи

Задана двухслойная РНС (рис. 1) с управляемыми синапсами. В эту сеть вводятся сигналы, предварительно разложенные на пространственно-частотные составляющие. При этом каждая составляющая преобразована в последовательность единичных образов с частотой их следования, как функции от амплитуды составляющей. Первый и второй слой сети идентичны и содержат по N нейронов. Каждый нейрон слоя в общем случае связан своими синапсами со всеми нейронами другого слоя. Нейроны одного и того же слоя связей друг с другом не имеют. При передаче СЕО от слоя к слою путем управления синапсами осуществляются пространственные сдвиги этих совокупностей. За счет таких сдвигов слой сети разбиваются на логические поля, а введенные в сеть СЕО продвигаются вдоль слоев. Схемы продвижения СЕО вдоль слоев могут быть различными: линейная, спиральная и др.



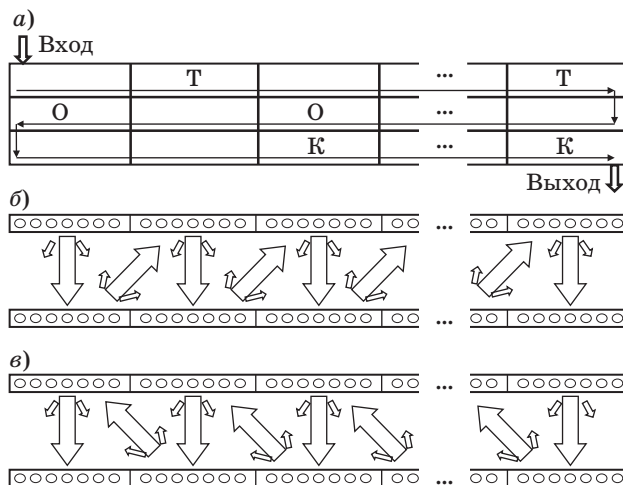
■ Рис. 1. Рекуррентная нейронная сеть с управляемыми синапсами

За счет приоритетности коротких связей в этой сети устанавливается однозначное соответствие между ее входом и выходом. При продвижении вдоль слоев СЕО связываются друг с другом, что проявляется в изменении весов синапсов, и вызывают из долговременной памяти ассоциированные с ними сигналы, возбуждая соответствующие нейроны сети. Каждый нейрон возбуждается, если потенциал на его входе превысит заданный порог. При возбуждении нейрона на его выходе формируется единичный образ (импульс), затем нейрон переходит в состояние невосприимчивости. В этом состоянии он находится не меньше, чем время задержки единичных образов в образах двухслойных контурах сети.

От принятой схемы продвижения СЕО вдоль слоев этой сети во многом зависят ее ассоциативные возможности. Исследованы [6–9] свойства рассматриваемой сети при однонаправленном продвижении СЕО, в том числе при спиральной схеме с переносом окончания строк на начало следующих строк.

Одной из перспективных неисследованных таких схем, определяющих логическую структуру сети, выступает спиральная схема со встречным продвижением СЕО вдоль ее слоев.

Пример такой логической структуры сети приведен на рис. 2, а–в. На рис. 2, а показан вид сверху на первый слой сети. Введенные в сеть совокупности отражены на рис. 2, а в виде букв и составляют слово «КОТ», записанное в обратном порядке. Каждой букве поставлена в соответствие своя длительность наблюдения и частоты следования свойственных ей единичных образов. Информация о каждой букве передается своей последовательностью СЕО. Поперечные срезы по двум слоям вдоль первой и второй строки отражены на рис. 2, б, в соответственно. Из рис. 2 видно, что СЕО нечетных строк продвигаются слева направо, а четных — навстречу им. Направления продвижения этих совокупностей вдоль слоев показаны стрелками. Ввод совокупностей единичных образов в сеть осуществляется через первое



■ Рис. 2. Спиральная структура РНС: а — вид сверху на первый слой; б, в — поперечные срезы по двум слоям вдоль первой и второй строки

поле первого слоя, вывод — через последнее поле второго слоя.

Принципиальное отличие этой сети от известных [6–9] состоит именно во встречном продвижении СЕО вдоль слоев. Интерес к встречному продвижению этих совокупностей вызван тем, что можно шире связывать их друг с другом и избирательно запоминать в сети. Кроме этого, встречное продвижение может обеспечить своеобразный поиск и вызов из долговременной памяти наиболее связанных с ними запомненных сигналов.

Необходимо путем моделирования доказать, что РНС со спиральной структурой слоев при встречном продвижении СЕО вдоль них обладает отмеченными свойствами.

Алгоритм функционирования сети

Функционирование интересующей РНС с учетом надления ее логической структурой и частичного стирания ранее запомненной информации можно описать следующим алгоритмом.

Шаг 1. $t = 0$. Задание исходных параметров сети (размеров слоев, параметров сдвигов СЕО вдоль них, порогов возбуждения нейронов и других характеристик). Формирование таблиц возможных значений параметров синапсов сети для ускорения последующих вычислений.

Шаг 2. $t = t + 1$. Ввод в сеть через первое поле первого слоя на t -м такте очередной совокупности единичных образов, несущих информацию о входном сигнале. Считывание с выходного поля второго слоя очередной выходной СЕО.

Шаг 3. $k = 0$. Если $t > T$, то завершение обработки информации.

Шаг 4. $k = k + 1$. Начало обработки информации относительно k -го слоя.

Шаг 5. $i = 0$. Если $k > K = 2$, то пересчет числа запомненных на синапсах единичных образов с учетом нового состояния слоев сети (полученных эффектов от взаимодействия нейронов). Переход к шагу 2.

Шаг 6. $i = i + 1$. Начало анализа воздействий единичных образов на i -й нейрон k -го слоя.

Шаг 7. Если $i > N$, то переход к шагу 4.

Шаг 8. $j = 0$. Если i -й нейрон находится в состоянии невосприимчивости (рефрактерности), то переход к шагу 6.

Шаг 9. $j = j + 1$. Начало анализа воздействия на i -й нейрон k -го слоя со стороны j -го нейрона другого слоя через ji -й синапс.

Шаг 10. Если $j > N$, то переход к шагу 13.

Шаг 11. Если j -й нейрон не возбужден, то переход к шагу 9.

Шаг 12. Определение веса ji -го синапса и, соответственно, потенциала, поступающего с него на i -й нейрон k -го слоя с учетом пространственных сдвигов СЕО, обеспечивающих формирование требуемой спиральной структуры слоев сети. Прибавление этого потенциала к уже имеющему потенциалу на входе нейрона. Переход к шагу 9.

Шаг 13. Если суммарный потенциал на входе i -го нейрона k -го слоя превышает заданный порог, этот нейрон переводится в состояние возбуждения и на его выходе формируется единичный образ длительностью в один такт. Относительно момента возбуждения начинается также отсчет времени нахождения нейрона в состоянии невосприимчивости. Во всех случаях осуществляется переход к шагу 6 и потенциал на входе нейрона к очередному такту обнуляется.

Прямые и обратные веса синапсов нейронов в этом алгоритме определяются так:

$$w_{ij}(t) = k_{ij}(t)\beta(r_{ij}(t)) \text{ и } w_{ij}^*(t) = k_{ij}^*(t) \cdot \beta(r_{ij}(t)),$$

где $\beta(r_{ij})$ — функция ослабления, зависящая от r_{ij} — удаленности связываемых через синапсы нейронов (расстояний между ними на плоскости X, Y). Полагая, что расстояние между взаимодействующими слоями нейронной сети стремится к нулю, эта функция может задаваться в виде [6]

$$\beta(r_{ij}) = 1/(1 + \alpha(r_{ij})^{1/h}),$$

$$i = 1, 2, \dots, N; j = 1, 2, \dots, N, \quad (1)$$

где α — положительный постоянный коэффициент; h — степень корня; N — число нейронов в каждом слое РНС.

Входящая в (1) величина r_{ij} в единицах нейронов в зависимости от реализуемых простран-

ственных сдвигов СЕО вдоль слоев определяется как [8]

$$r_{ij} = ((\Delta x_{ij} + n_{ij}d)^2 + (\Delta y_{ij} + m_{ij}q)^2)^{1/2}, \quad (2)$$

$$n_{ij} = \pm 0, 1, \dots, L - 1; m_{ij} = \pm 0, 1, \dots, M - 1.$$

Здесь $\Delta x_{ij}, \Delta y_{ij}$ — проекции связи j -го нейрона с i -м на оси X, Y без учета пространственных сдвигов; d, q — величины единичных сдвигов по координатам X, Y соответственно; L, M — соответственно число столбцов и строк, на которые разбивается каждый слой нейронной сети за счет сдвигов. Произведение $d \times q$ определяет площадь рабочего поля каждого слоя сети. Эта площадь равна числу входящих в поле нейронов.

Весовые коэффициенты $k_{ij}(t), k_{ij}^*(t)$ прямых $w_{ij}(t)$ и обратных $w_{ij}^*(t)$ весов синапсов являются функциями от $g_{ij}(t)$ — числа запомненных на соответствующем синапсе единичных образов:

$$g_{ij}(t) = g_{ij}(t - 1) + b_{ij}(t),$$

где $g_{ij}(t - 1)$ — число единичных образов, запомненных на синапсе на предыдущем временном такте; $b_{ij}(t)$ — эффект от единичного взаимодействия нейронов на t -й момент времени. В частном случае значения весовых коэффициентов $k_{ij}(t), k_{ij}^*(t)$ можно рассчитать по формулам

$$k_{ij}(t) = 1 - \exp(-\gamma g_{ij}(t));$$

$$k_{ij}^*(t) = 1 - \exp(-\gamma(g_{ij}(t) - g_0)),$$

где γ — постоянный положительный коэффициент; $(g_{ij}(t) - g_0)$ — число запомненных единичных образов, которые могут быть стерты с синапса; $g_0 = \text{const}$. Все $k_{ij}^*(t)$ при $g_{ij}(t) < g_0$ считаются равными нулю. Стирание информации о единичных образах с синапсов осуществимо за счет частичного отражения единичных образов от слоев сети.

Для повышения оперативности определения весов синапсов заранее могут быть сформированы необходимые таблицы возможных значений функции ослабления для заданных сдвигов совокупностей единичных образов вдоль слоев сети и весовых коэффициентов синапсов для различных значений $g_{ij}(t)$. Формирование таких таблиц осуществляется на первом шаге алгоритма. В этом случае на 12-м шаге для определения весов синапсов реализуется лишь умножение значений $\beta(r_{ij}(t))$ и $k_{ij}(t)$, извлеченных из соответствующих массивов.

В интересах наделения слоев нейронной сети требуемой логической структурой из одномерных массивов состояний нейронов слоев сети формируются двумерные массивы. Затем они делятся на логические поля размером $d \times q$ нейронов. В результате каждый слой можно рассматривать как последовательность строк, каждая шириной q , состоящих из отдельных полей дли-

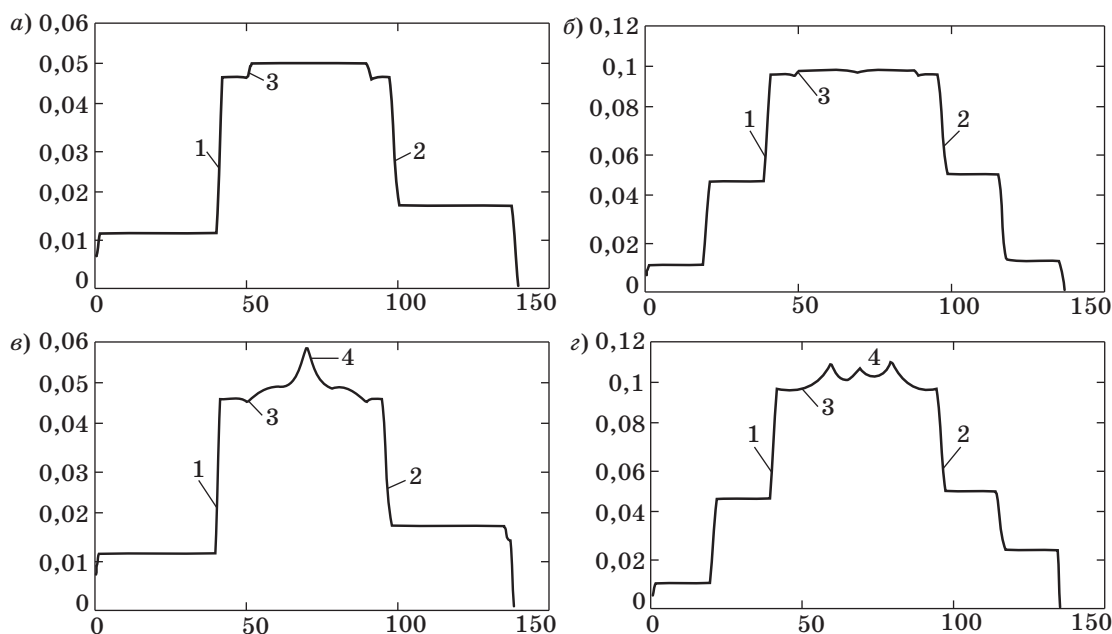
ной d . Для реализации требуемой спиральной структуры слоев достаточно задать соответствующие параметры n_{ij} и m_{ij} в (2) для синапсов, действовавших в передаче совокупностей единичных образов от второго слоя к первому или от первого слоя ко второму. Аналогично могут быть сформированы и другие структуры слоев нейронной сети.

Результаты моделирования

Для доказательства преимуществ исследуемой РНС по сравнению с известными решениями осуществлялось математическое моделирование. Программно, в соответствии с рассмотренным алгоритмом, была реализована РНС, позволяющая за счет изменения параметров d , q и n_{ij} , m_{ij} для синапсов осуществлять различные сдвиги СЕО вдоль слоев. Каждый слой сети в примере состоял из 2100 нейронов и разбивался за счет пространственных сдвигов СЕО на поля размером $d \times q = 6 \times 7$ нейронов. Путем задания параметров n_{ij} , m_{ij} сначала формировалась сеть со спиральной структурой слоев при однонаправленном продвижении вдоль них СЕО, с переносом окончания строк на начало следующих строк. В этой сети СЕО нечетных и четных строк продвигались вдоль слоев слева направо. Затем формировалась сеть с исследуемой структурой, как на рис. 2, со встречным продвижением СЕО вдоль слоев.

Как в первом, так и во втором случае в сеть вводились одни и те же последовательности СЕО.

Оценивался прирост ΔW_t суммарного веса синапсов на каждом шаге функционирования сети относительно предыдущего шага: $\Delta W_t = W_t - W_{t-1}$, где W_t , W_{t-1} — суммарные веса всех синапсов нейронов сети соответственно на t и $t-1$ моменты времени. Результаты оценки представлены на рис. 3, $a-g$, где 1 — перепады, соответствующие вводу в сеть СЕО, а 2 — покиданию сети СЕО; 3 — перепады, связанные с переходом СЕО с одной строки слоя на другую; 4 — всплески, обусловленные приближением и удалением СЕО друг от друга при встречном продвижении их вдоль слоев сети. На рис. 3, $a, б$ показано изменение ΔW_t во времени для сети со спиральной структурой слоев с однонаправленным продвижением вдоль них СЕО. Рис. 3, a соответствует случаю обработки последовательности, состоящей из двух, а рис. 3, $б$ — из трех СЕО. Для сети со спиральной структурой слоев со встречным продвижением СЕО результаты оценки ΔW_t (при обработке этих же последовательностей совокупностей единичных образов) отражены на рис. 3, $в, г$. Из анализа рис. 3 видно, что резкое изменение ΔW_t наблюдается при вводе в сеть СЕО и покидании ими ее (перепады 1, 2). Заметим, что оно также проявляется при вызове единичных образов из долговременной в оперативную память сети. Существенное изменение ΔW_t как в положительную, так и отрицательную сторону для сети со спиральной структурой слоев с однонаправленным продвижением вдоль них СЕО присутствует при переносах этих совокупностей с окончания строк на начало следующих



■ **Рис. 3.** Прирост суммарного веса синапсов нейронов сети на каждом шаге функционирования: $a, б$ — для случая прямого продвижения СЕО вдоль слоев при обработке сетью последовательности, состоящей, соответственно, из двух и трех совокупностей единичных образов; $в, г$ — при встречном продвижении СЕО

строк (перепады ΔW_t на рис. 3, а, б). В других случаях перепады ΔW_t не проявляются.

В целом при однонаправленном продвижении СЕО вдоль слоев структура ассоциаций совокупностей единичных образов в сети от шага к шагу существенно не изменяется.

Это свидетельствует о следующем. Долговременная память сети с однонаправленным продвижением СЕО вдоль слоев расходуется не достаточно эффективно. Высока избыточность запоминания на синапсах одних и тех же отношений между единичными образами. Эта сеть обладает ограниченными возможностями по связыванию как отдельных единичных образов, так и СЕО, разнесенных во времени. Частично снизить отрицательное влияние этих факторов на ассоциативные свойства сети можно за счет реализации продвижения СЕО вдоль слоев по спирали с изменяемым диаметром [8].

Рекуррентная нейронная сеть со спиральной структурой слоев при встречном продвижении СЕО вдоль них лишена перечисленных выше недостатков. Этой сети свойственны всплески ΔW_t (см. рис. 3, в, г) показателя ΔW_t , обусловленные «скольжением» одних совокупностей вдоль других и установлением между ними коротких уникальных связей. Короткие связи, не только по пространству, но и по времени, устанавливаются в такой сети для всех возможных пар СЕО, продвигающихся вдоль слоев. Чем короче пространственные связи между СЕО, тем выше уровень их ассоциативного взаимодействия. При меньшем времени взаимодействия отдельных пар СЕО ниже расходы памяти сети на их запоминание.

Таким образом, встречное продвижение СЕО вдоль слоев позволяет избирательно не только запоминать единичные образы на элементах

сети, но и извлекать ими из долговременной памяти связанные сигналы. Этому новому свойству нейронной сети — избирательности — в какой-то мере можно поставить в соответствие возможность осуществлять ею поиск в памяти наиболее связанной с входными сигналами информации.

Для дальнейшего расширения возможностей этой сети применимо, как и в первом случае, продвижение СЕО вдоль слоев по спирали с изменяемым диаметром.

Проведенные эксперименты по обучению этой нейронной сети и ассоциативному извлечению из ее памяти запомненной информации также подтвердили отмеченные преимущества встречного продвижения СЕО вдоль слоев по сравнению с однонаправленным их продвижением.

Заключение

Предлагается для интеллектуальной обработки информации использовать РНС со спиральной структурой слоев со встречным продвижением вдоль них совокупностей единичных образов. Такая нейронная сеть является логически прозрачной и обладает избирательностью по обработке информации.

В отличие от известных нейронных сетей ей характерны более широкие возможности по запоминанию и ассоциативному вызову из памяти связанной информации.

Предложенный алгоритм функционирования нейронной сети с управляемыми синапсами может быть легко распараллелен и использован при создании перспективных ассоциативных интеллектуальных машин и систем.

Литература

1. Хокинс Дж., Блейкли Сандра. Об интеллекте. — М.: Вильямс, 2007. — 240 с.
2. Galushkin A. I. Neural Networks Theory. — Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007. — 396 p.
3. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. 2-е изд. пер. с англ. — М.: Вильямс, 2006. — 1103 с.
4. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации / пер. с польского И. Д. Рудницкого. — М.: Финансы и статистика, 2002. — 344 с.
5. Pentti O. A. Haikonen. The Role of Associative Processing in Cognitive Computing // Cognitive Computation. 2009. Vol. 1. P. 42–49.
6. Осипов В. Ю. Ассоциативная интеллектуальная машина // Информационные технологии и вычислительные системы. 2010. № 2. С. 59–67.
7. Осипов В. Ю. Рекуррентная нейронная сеть с управляемыми синапсами // Информационные технологии. 2010. № 7. С. 43–47.
8. Осипов В. Ю. Оптимизация ассоциативных интеллектуальных систем // Мехатроника, автоматизация, управление. 2011. № 3. С. 35–39.
9. Осипов В. Ю. Нейронная сеть с прошедшим, настоящим и будущим временем // Информационно-управляющие системы. 2011. № 4. С. 30–33.

УДК 681.5

СПОСОБЫ ОПТИМИЗАЦИИ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ, СОДЕРЖАЩИХ НЕЛИНЕЙНОСТИ ТИПА ЗОНЫ НЕЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

Е. В. Чичерова¹,

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Исследованы некоторые вопросы, связанные с обеспечением динамических характеристик системы автоматического управления турбовального двигателя на примере контура управления расходом топлива. Проведен анализ альтернативных методов управления, повышающих точность, быстродействие и качество переходных процессов. Рассмотрены линейный пропорционально-интегральный регулятор, нелинейный оптимальный по быстродействию регулятор и регулятор переменной структуры. Проведен сравнительный анализ работы исследуемых регуляторов, по результатам которого выбран лучший с точки зрения обеспечения требуемого качества регулирования и простоты технической реализации.

Ключевые слова — система автоматического управления, контур управления расходом топлива, ПИ-регулятор, принцип максимума, регулятор переменной структуры, устойчивость, точность, быстродействие.

Введение

Совершенствование систем автоматического управления (САУ) играет важную и все возрастающую роль в развитии авиационного двигателестроения. Современная САУ должна обеспечить высокую точность поддержания или ограничения параметров двигателя, таких как тяга, мощность, частота вращения ротора турбокомпрессора, температура газа, обеспечение запасов газодинамической устойчивости. Высокие требования предъявляются и к динамическим характеристикам (минимизации времени запуска и приемистости, снижению перерегулирования параметров, обеспечению запасов устойчивости).

Цель данной статьи — освещение некоторых вопросов, связанных с обеспечением динамических характеристик САУ турбовального двигателя на примере контура управления расходом топлива. В статье приводятся результаты исследования устойчивости и качества переходных процессов, а также анализ альтернативных способов управления расходом топлива, позволяющих по-

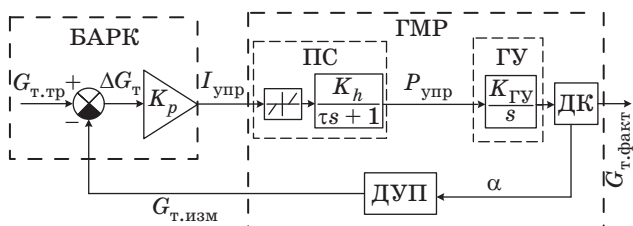
высить точность, быстродействие и качество регулирования исследуемой системы.

Постановка задачи

В САУ турбовального двигателя управление расходом топлива осуществляется с помощью электронной системы блока автоматического регулирования и контроля (БАРК) совместно с гидромеханическим регулятором (ГМР). Система является двухконтурной. Внешние контуры выполняют функцию ограничения и поддержания параметров двигателя (таких как требуемая частота вращения ротора турбокомпрессора, температура газа в камере сгорания, мощность и крутящий момент на свободной турбине) и формируют сигнал требуемого расхода топлива. Далее этот расход поступает во внутренний контур. Задачей внутреннего контура является формирование фактического расхода топлива по требуемому расходу [1–3]. Структурная схема внутреннего контура управления расходом топлива представлена на рис. 1.

Гидромеханический регулятор включает одну нелинейность с зоной нечувствительности, наличие которой может привести к статической ошибке по расходу топлива. При анализе установившихся режимов системы можно показать, что если

¹ Научный руководитель — доктор технических наук, профессор кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения Л. А. Мирославский.



■ **Рис. 1.** Структурная схема внутреннего контура управления расходом топлива: ПС — преобразователь сигналов; ГУ — гидроусилитель; ДК — дозирующий кран; ДУП — датчик угла поворота

электронный и гидромеханический регуляторы являются статическими, то установившийся режим будет реализован со статической ошибкой. Причем величина ошибки будет превосходить величину зоны нечувствительности. Если в системе имеется один или несколько интеграторов, то статические режимы будут заключены внутри зоны нечувствительности. В этом случае величина статической ошибки будет зависеть от начальных условий.

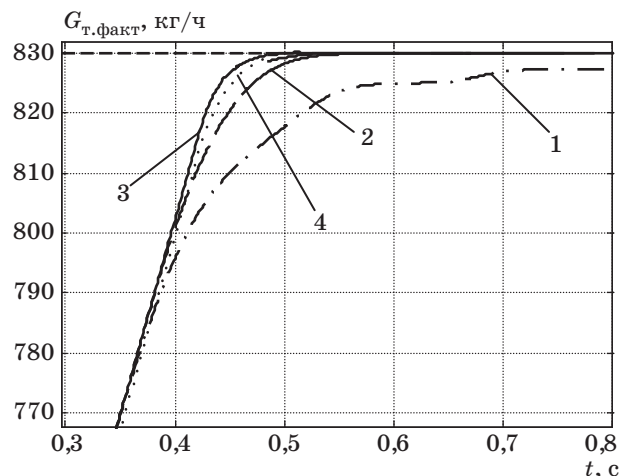
В ходе исследования системы на устойчивость установлено, что, по частотному критерию В. М. Попова (теорема об устойчивости системы с одним интегратором, одной нелинейностью и неединственным положением равновесия) [4], такая система является устойчивой.

Таким образом, внутренний контур управления расходом топлива представляет собой устойчивую систему, у которой положение равновесия может достигаться в любой точке зоны нечувствительности в зависимости от начальных условий.

Для уменьшения статической ошибки можно воспользоваться штатными средствами, например, увеличить коэффициент усиления по входному току K_r . Однако такой способ приводит к возникновению колебаний в системе, что отрицательно сказывается на качестве регулирования.

Другой способ уменьшения статической ошибки — подача на вход ПС дополнительных гармонических колебаний малой амплитуды. Установлено, что сигнал с амплитудой, равной величине зоны нечувствительности, существенно уменьшает статическую ошибку. Однако это требует длительного времени переходного процесса. Причем даже незначительное превышение амплитудой гармонического сигнала величины зоны нечувствительности заметно усиливает колебания в системе, увеличивая время переходного процесса, что в целом ухудшает качество регулирования (кривая 1 на рис. 2).

В статье рассматриваются три альтернативных регулятора, способных обеспечить минимум

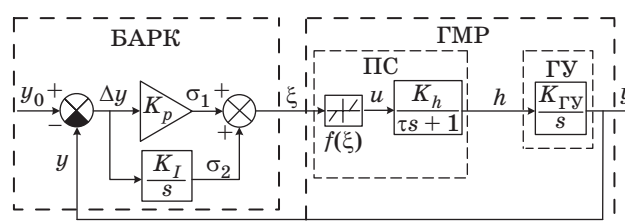


■ **Рис. 2.** Переходные процессы во внутреннем контуре управления расходом топлива при участии различных регуляторов: 1 — ПИ-регулятор с добавлением гармонического сигнала амплитудой 2 мА; 2 — ПИ-регулятор; 3 — оптимальный по быстродействию регулятор, построенный на основании принципа максимума Л. С. Понтрягина; 4 — регулятор переменной структуры

статической ошибки по величине расхода топлива и улучшить качество переходных процессов в системе: линейный пропорционально-интегральный регулятор (ПИ-регулятор), оптимальный по быстродействию регулятор и регулятор переменной структуры (РПС). Синтез регуляторов осуществлен при условии, что требуемый расход топлива является постоянной величиной. Такой подход основан на предположении, что быстродействие внутреннего контура значительно выше, чем внешнего, и требуемый расход топлива изменяется существенно медленнее фактического расхода.

ПИ-регулятор

Для обеспечения нулевой статической ошибки управляющий сигнал, поступающий в ГМР, формируется как сумма ошибки регулирования по расходу топлива и интеграла от нее. Структурная схема контура управления с ПИ-регулятором показана на рис. 3.



■ **Рис. 3.** Структурная схема внутреннего контура управления расходом топлива с ПИ-регулятором

В работе [5] показано, что установившийся режим реализуется без статической ошибки.

На основании теоремы об устойчивости с одной нелинейностью и двумя интеграторами [4] было установлено, что исследуемая система устойчива, если ее параметры удовлетворяют следующему неравенству: $K_p - K_I\tau > 0$.

В ходе исследования было установлено влияние параметров ПИ-регулятора на динамические характеристики внутреннего контура. Исследование показало, что в системе реализуется апериодический переходный процесс. С ростом коэффициента усиления при интегральной составляющей время переходного процесса вначале сокращается, но, начиная с некоторого его значения, возникает перерегулирование. Дальнейшее увеличение коэффициента усиления приводит к возрастанию величины перерегулирования и затягиванию времени переходного процесса. Данное явление можно устранить, введя ограничение на время работы интегратора. Тогда коэффициент усиления можно увеличить, сохранив высокое быстродействие системы при отсутствии перерегулирования.

График переходного процесса во внутреннем контуре управления расходом топлива с ПИ-регулятором представлен кривой 2 на рис. 2.

К достоинствам ПИ-регулятора можно отнести:

- обеспечение нулевой статической ошибки по расходу топлива;
- простоту реализации.

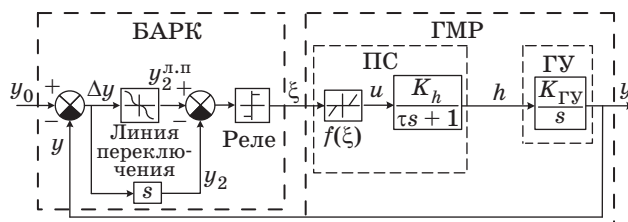
Недостаток — сложность с обеспечением запасов устойчивости системы.

Оптимальный по быстродействию регулятор

Синтез нелинейного оптимального по быстродействию регулятора проведен в соответствии с принципом максимума Л. С. Понтрягина [6].

Задача оптимального быстродействия формулируется следующим образом: среди всех допустимых управлений $\xi = \xi(t)$, под воздействием которых управляемый объект переходит из заданного начального фазового состояния $y = (y_1, y_2)$ в требуемое конечное состояние $y_0 = (0, 0)$, найти такое, для которого этот переход осуществляется за кратчайшее время.

Таким образом, задача управления нелинейным объектом сводится к линейной задаче оптимального по быстродействию управления, для которой принцип максимума является необходимым и достаточным условием оптимальности. На оптимальной траектории функция $\xi = \xi(t)$ имеет не более одного переключения [6–9]. В оптимальном законе управления используются только максимальное и минимальное значения функ-



■ Рис. 4. Структурная схема внутреннего контура управления расходом топлива с нелинейным оптимальным регулятором

ции $f(\xi)$. Это делает структуру оптимального управления и вид фазовых траекторий инвариантными от вида нелинейности функции $f(\xi)$.

Структурная схема контура управления расходом топлива с нелинейным оптимальным регулятором показана на рис. 4.

График переходного процесса в контуре управления расходом топлива при работе нелинейного оптимального регулятора представлен кривой 3 на рис. 2.

Достоинствами нелинейного оптимального регулятора являются:

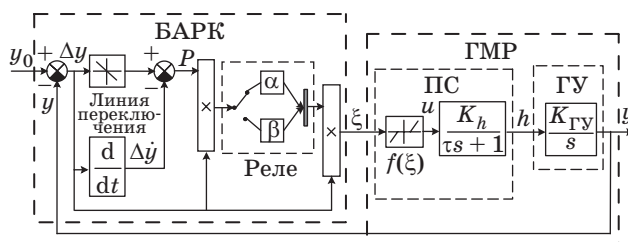
- обеспечение наименьшего времени переходного процесса;
- отсутствие перерегулирования при любых начальных условиях управляемого параметра;
- независимость структуры оптимального управления и вида фазовых траекторий от вида нелинейности.

Недостаток — для реализации оптимального закона управления необходимо точно знать функцию переключения как часть фазовой траектории.

Регулятор переменной структуры

Синтез РПС осуществлен в соответствии с работами [10–13]. Данный регулятор представляет собой линейные структуры α и β , переключающиеся между собой по линейному закону. Схема контура управления расходом топлива с РПС показана на рис. 5.

Такой регулятор характеризует простота его машинной реализации, так как закон управ-



■ Рис. 5. Структурная схема внутреннего контура управления расходом топлива с РПС

ления представляет собой линейную зависимость вида

$$\xi = \Psi \Delta y, \quad (1)$$

а закон переключения управляющего сигнала представляет собой комбинацию координаты ошибки и ее производной вида

$$\Psi = \begin{cases} \alpha & \text{при } (\Delta \dot{y} + c \Delta y) \Delta y > 0; \\ \beta & \text{при } (\Delta \dot{y} + c \Delta y) \Delta y < 0, \end{cases} \quad (2)$$

где Δy — величина ошибки регулирования; $\Delta \dot{y}$ — величина производной ошибки регулирования; c — величина, меньшая, чем τ^{-1} .

В данной комбинации важен только знак. В зависимости от знака происходит выбор между двумя структурами — α -структурой или β -структурой. Коэффициенты усиления α - и β -структуры выбираются таким образом, чтобы линейная структура, соответствующая $\Psi = \alpha$, была колебательной, а линейная структура, соответствующая $\Psi = \beta$, имела устойчивое вырожденное движение.

Благодаря комбинации двух структур удается получить не только устойчивость, но и хорошее качество переходных процессов, поскольку за счет такого комбинирования получают новые свойства системы, которые были недоступны для системы с одной структурой.

Прямая $P = \Delta \dot{y} + c \Delta y$ является траекторией, на которой происходит переключение между структурами. В данном случае прямая P является линией скольжения. Коэффициент λ характеризует скорость затухания движения по этой траектории.

Условие существования скользящего режима на прямой P имеет вид

$$P \frac{dP}{dt} < 0. \quad (3)$$

В скользящем режиме траектория движения системы не зависит от ее линейной части. Значения коэффициентов α и β могут быть больше, чем в системе с П-регулятором. За счет этого достигается более высокая статическая точность и повы-

шается быстродействие системы. Однако быстродействие РПС будет ниже, чем у оптимального регулятора. Это объясняется тем, что в РПС величина управляющего сигнала уменьшается с уменьшением величины рассогласования, в отличие от оптимального регулятора, в котором управляющий сигнал не зависит от величины рассогласования.

График переходного процесса при работе РПС в контуре управления расходом топлива представлен кривой 4 на рис. 2.

Достоинствами РПС являются:

- простота реализации: закон управления и функция переключения являются линейной комбинацией фазовых координат;
- более высокое быстродействие по сравнению с быстродействием ПИ- и П-регулятора системы;
- инвариантность траекторий системы относительно линейной части системы в скользящем режиме.

Недостаток РПС — меньшее быстродействие и меньшая статическая точность, чем у оптимального регулятора.

Заключение

Из приведенного исследования видно, что все рассмотренные выше регуляторы: ПИ-регулятор, оптимальный нелинейный регулятор и РПС — обеспечивают более высокую статическую точность и быстродействие, чем П-регулятор с добавлением гармонического сигнала малой амплитуды.

Наилучшими характеристиками по быстродействию и качеству переходных процессов обладает оптимальный нелинейный регулятор, но с точки зрения практического применения более приемлемым является РПС. По своим характеристикам он незначительно уступает оптимальному регулятору, при этом его линейный закон управления реализовать практически значительно проще, чем закон управления оптимального нелинейного регулятора.

Литература

1. Системы автоматического управления авиационными ГТД; энциклопедический справочник / под ред. д-ра техн. наук, проф. О. С. Гуревича. — М.: ТОРУС ПРЕСС, 2011. — 208 с.
2. Системы автоматического управления авиационными газотурбинными двигателями / под ред. О. С. Гуревича. — М.: ТОРУС ПРЕСС, 2010. — 264 с.
3. Сумачев С. А. Анализ систем автоматического управления газотурбинных двигателей: дис. ... канд. техн. наук / СПбГУ. — СПб., 2002. — 84 с.
4. Методы исследования нелинейных систем автоматического управления / под ред. Р. А. Нелепина. — М.: Наука, 1975. — 447 с.
5. Чичерова Е. В. Анализ динамики и синтез законов управления расходом топлива газотурбинного дви-

- гателя: дис. ... маг. техн. и технолог. — СПб.: СПбГУАП, 2011. — 90 с.
6. **Понтрягин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкрелидзе Р. В., Мищенко Е. Ф.** Математическая теория оптимальных процессов. — М.: Наука, 1969. — 384 с.
 7. **Чичерова Е. В.** Принцип максимума как метод оптимизации динамических систем, содержащих нелинейности типа зоны нечувствительности // 64-я Междунар. студ. науч. конф. ГУАП: сб. докл. В 2 ч. Ч. I. Технические науки. СПб.: СПбГУАП, 2011. С. 66–70.
 8. **Цирлин А. М.** Условия оптимальности скользящих режимов и принцип максимума для задач управления со скалярным аргументом // Автоматика и телемеханика. 2009. № 5. С. 106–121.
 9. **Карамзин Д. Ю.** Принцип максимума в задаче управления при ограниченных фазовых координатах // Автоматика и телемеханика. 2007. № 2. С. 26–38.
 10. **Емельянов С. В.** Системы автоматического управления с переменной структурой. — М.: Наука, 1967. — 336 с.
 11. **Мещанов А. С.** Синтез многоуровневых векторных уравнений для скользящего режима заданного порядка // Вестник Казанского государственного технического университета им. А. Н. Туполева. 2007. № 4. С. 47–51.
 12. **Петунин В. И., Фрид А. И.** Метод построения адаптивных логико-динамических систем автоматического управления с селекторами // Изв. вузов. Приборостроение. 2011. Т. 54. № 5. С. 49–56.
 13. **Петунин В. И.** Синтез систем автоматического управления газотурбинными двигателями с селектором каналов // Вестник УГАТУ. Сер. Управление, вычислительная техника и информатика. 2008. Т. 11. № 1(28). С. 3–10.

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 2003–2009 гг. Вы можете заказать в редакции по льготной цене.

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

сайт: <http://www.pinform.spb.ru>

«МК-Периодика» (РФ + 90 стран)

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

«Информнаука» (РФ + ближнее и дальнее зарубежье)

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

«Гал»

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

«ИНТЕР-ПОЧТА-2003»

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

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

Новороссийск, тел.: (8617) 670-474

«Деловая пресса»

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

«Коммерсант-Курьер»

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

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

Сайт: <http://www.ural-press.ru>

«Идея» (Украина)

Сайт: <http://idea.com.ua>

«BTL» (Узбекистан)

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

и др.

УДК 621.372:519.72

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ МЕТОДИКИ ФОРМИРОВАНИЯ ФОНЕТИЧЕСКОЙ БАЗЫ ДАННЫХ ДИКТОРА ИЗ НЕПРЕРЫВНОГО ПОТОКА ЕГО РАЗГОВОРНОЙ РЕЧИ

В. В. Савченко,

доктор техн. наук, профессор

Д. Ю. Акатьев,

канд. техн. наук, доцент

Нижегородский государственный лингвистический университет

Ставится задача автоматического формирования фонетической базы данных диктора из непрерывного потока его устной речи. Предложена методика ее решения на основе когнитивной акустической модели минимальных звуковых единиц типа фонетического кластера в информационной метрике Кульбака — Лейблера. Рассмотрен пример практической реализации методики, представлены программа и результаты экспериментальных исследований.

Ключевые слова — речь, русская речь, фонема, фонетический анализ речи, критерий минимума информационного рассогласования.

Введение

При анализе разговорной (устной) речи на русском языке мы опираемся на наши точные знания в отношении его фонетического строя, количественного и качественного состава используемой фонетической системы, а также закономерностей ее функционирования в разговорной речи. Этими знаниями мы пользуемся, например, при транскрибировании потока речи. Однако при анализе разговорной речи на неизвестном языке нам недоступна, в общем случае, информация, относящаяся к его фонетической структуре. Тогда мы можем либо, опираясь на наш лингвистический опыт, давать участкам речевого потока приблизительную интерпретацию в рамках международного фонетического алфавита, либо, обратившись к акустическим понятиям, членить речь на некие минимальные звуковые единицы (МЗЕ) с соответствующими метками. Очевидно, что второй подход, положенный в основу информационной теории восприятия речи и ее когнитивной кластерной модели МЗЕ [1], со всех точек зрения наиболее информативен и универсален. Множество меток всех МЗЕ и составит в итоге звуковой строй данного диалекта (или языка)

или его фонетическую базу данных (ФБД). Ее решению с использованием нового математического аппарата информационной теории восприятия речи и посвящена настоящая статья.

Краткие теоретические сведения

Фонема — это нечленимая, т. е. элементарная (минимальная) речевая единица (ЭРЕ). Несмотря на существующие различия в реализациях $\mathbf{x}_{r,j}$, $j = \overline{1, J_r}$, $J_r \gg 1$, некоторой r -й фонемы, все они воспринимаются человеком как нечто общее, иначе речь утратила бы свою информативность. Можно поэтому утверждать, что одноименные реализации в сознании человека группируются в соответствующие классы или речевые образы фонем $X_r = \{\mathbf{x}_{r,j}\}$, $r = \overline{1, R}$, вокруг некоторого центра — эталонной метки данного образа. В информационной теории восприятия речи указанные эталоны определяются в строгом теоретико-информационном смысле: речевая метка $\mathbf{x}_r^* \in X_r$ образует информационный центр-эталон r -го речевого образа, если в пределах множества X_r она характеризуется минимальной суммой информационных рассогласований по Кульбаку — Лейблеру относительно всех других его меток-реализаций $\mathbf{x}_{r,j}$, $j = \overline{1, J_r}$.

Нетрудно увидеть, что именно в понятии информационного центра r -го множества реализаций одноименных МЗЕ X_r дается наиболее информативное описание свойств соответствующей фонемы. А множество всех информационных центров $\{\mathbf{x}_r^*\}$ определяет понятие ФБД для данного диктора. Одновременно становится очевидным и механизм формирования самого этого множества. Сначала анализируемый (входной) речевой сигнал $X(t)$ в дискретном времени $t = 0, 1, \dots$ разбивается на ряд последовательных сегментов данных $x(t)$ длиной в одну МЗЕ — примерно 10–15 мс. После этого каждый такой парциальный сигнал рассматривается в пределах конечного списка фонем $\{X_r\}$ и отождествляется с той X_v из них, которая отвечает критерию минимума информационного рассогласования (МИР) относительно сигнала $x(t)$. Это известная формулировка критерия МИР в задачах автоматического распознавания речи. Задача существенно упрощается, если воспользоваться гауссовой (нормальной) аппроксимацией закона распределения каждой фонемы вида $\mathbf{P}_r = N(\mathbf{K}_r)$, где \mathbf{K}_r — автокорреляционная матрица размера $n \times n$, $n \geq 1$.

Выделим в анализируемом речевом сигнале $X(t)$ от некоторого диктора первые L отсчетов из сообразной сохранению в них свойства приближительной стационарности или однородности распределения \mathbf{P}_r . Например, при стандартной частоте дискретизации телефонного канала связи 8 кГц обычно полагают $L = 100 - 200$ (это те же 10–15 мс). Используем полученный минимальный сегмент данных $\mathbf{x}_v = \{x_1, \dots, x_L\}$ в качестве обучающей выборки X_1 для оценивания автокорреляционной матрицы первой МЗЕ из сигнала. Соответствующий закон распределения $\mathbf{P}_1 = N(\hat{\mathbf{K}}_1)$ — это первый из элементов нашего будущего списка. После этого приравниваем $R = 1$ и берем второй сегмент выборки для анализа: $\mathbf{x}_2 = \{x_{L+1}, \dots, x_{2L}\}$. Следуя выражению для решающей статистики МИР, определим для него удельную величину информационного рассогласования (ВИР) [2]

$$\rho(X_2, X_r) = \rho_r(\mathbf{x}) \Big|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_2}, \quad r = 1 \quad (1)$$

относительно первой МЗЕ. Полученный результат сопоставляется с порогом по ВИР в роли допустимой величины рассогласований между разными реализациями одних и тех же фонем устной речи:

$$\rho(X_2, X_r) \leq \rho_0. \quad (2)$$

Здесь ρ_0 — пороговый уровень. При нарушении данного неравенства в нашем начальном списке фонем появится второй элемент, и вслед за этим приравниваем число выявленных фонем

$R = 2$. В противном случае принимается решение об объединении выборок X_1 и X_2 в один речевой образ \mathbf{P}_1 в качестве или одной МЗЕ удвоенной длительности $L_r = 2L$, если выборки смежные, или двух разных реализаций первой фонемы, если выборки не стыкуются. Равенство $R = 1$ в обоих случаях сохраняется.

Методика формирования ФБД

Вычисления по схеме (1), (2) повторяются циклически для всех последующих сегментов данных из речевого сигнала $X(t)$, причем повторяются «нарастающим итогом» для переменного значения $R = 2, 3, \dots$. Каждый очередной сегмент данных сопоставляется по правилу (2) одновременно со всеми R множествами $\{X_r\}$ из текущего списка фонем. При этом не исключается возможность объединения одного и того же сегмента данных с элементами одновременно нескольких разных множеств. В результате будем иметь список фонем с некоторым фиксированным числом элементов R^* . Это важная характеристика как анализируемого речевого сигнала, так и самого диктора. Чем больше значение R^* для конкретного диктора, тем богаче с фундаментальной, фонетической точки зрения его речь. В данном выводе и состоит, как нам кажется, главный смысл и назначение фонетического анализа речи. Однако здесь же возникает и очевидная проблема: чрезмерно большое число фонем в речи диктора — это признак ее нечеткости или неинформативности. С точки зрения качества устной речи первостепенный интерес, безусловно, представляет собой множество четких МЗЕ. Его, в таком случае, и следует считать основным итогом фонетического анализа речи. Поэтому логика подсказывает: после выполнения всех перечисленных выше вычислений некоторые «фонемы» из окончательного списка можно исключить как маргинальные.

Добавим к сказанному, что рассматриваемая методика имеет множество разнообразных реализаций за счет, главным образом, применения рекуррентных вычислительных процедур корреляционно-спектрального анализа. Среди них наибольший интерес представляет метод обесцвечивающего фильтра, основанный на авторегрессионной (АР) модели МЗЕ. В работах [1, 2] было показано, что в асимптотике, когда $n \rightarrow \infty$, и при гауссовом распределении речевого сигнала $\mathbf{P}_r = N(\mathbf{K}_r)$ с обратной автокорреляционной матрицей ленточной структуры выражение для оптимальной решающей статистики из выражения (1) сводится к виду

$$\rho_r(\mathbf{x}) = \frac{1}{F+1} \sum_{f=0}^F \frac{|A_r(jf)|^2}{|A_x(jf)|^2} - 1 \geq 0, \quad (3)$$

где

$$A_r(jf) = 1 + \sum_{m=1}^p a_r(m) e^{-j\pi m f / F};$$

$$A_x(jf) = 1 + \sum_{m=1}^p a_x(m) e^{-j\pi m f / F}.$$

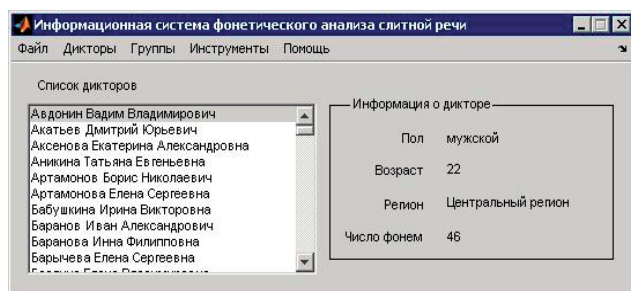
Здесь $\{a_x(m)\}$, $\{a_r(m)\}$ — два вектора АР-коэффициентов: входного сигнала и r -го эталона, оба одного порядка $p > 1$, а в числителе и знаменателе подынтегрального выражения отображены обратные зависимости спектральной плотности мощности (СПМ) соответственно для r -й фонемы, или ЭРЕ, и МЗЕ на входе. Это стандартная формулировка метода обеляющего фильтра в частотной области. Преимуществом данной интерпретации критерия МИР является, прежде всего, возможность его эффективной реализации в адаптивном варианте на основе быстрых вычислительных процедур АР-анализа, таких как метод Берга и др. Именно такой вариант метода обеляющего фильтра был реализован в дальнейшем для проведения его экспериментальных исследований в типовой задаче фонетического анализа речи.

Пример реализации

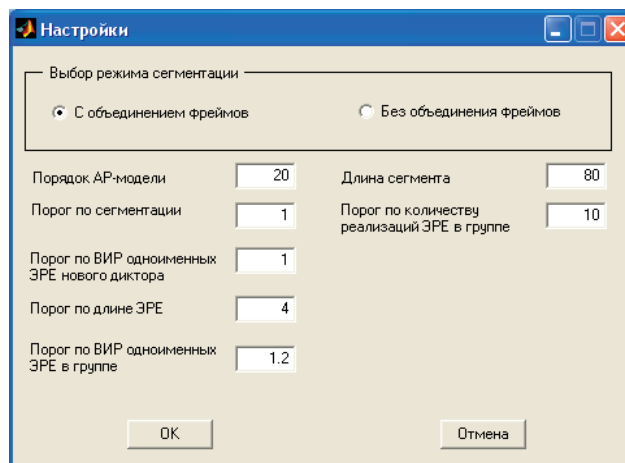
Для реализации предложенного алгоритма (1) — (3) была использована информационная система (ИС) фонетического анализа слитной речи [3]. На главном окне программы (рис. 1) отображаются главное меню и список дикторов, внесенных в БД. При выборе из списка любого диктора в правой части окна выводится краткая информация о нем.

Форма настроек ИС показана на рис. 2. Здесь задаются основные параметры для работы реализованных в ней алгоритмов.

Порядок АР-модели — целое число, большее единицы. Рекомендуется задавать его значение в пределах от 10 до 20. Порог по сегментации — это порог ρ_0 из выражения (2). Рекомендуется задавать в диапазоне от 0,7 до 1,5 (порог разладки при сегментировании должен быть больше 0,5). Этот порог используется на этапе сегментирования входного сигнала на фонемы. Порог по ВИР



■ Рис. 1. Главное окно программы ИС фонетического анализа слитной речи



■ Рис. 2. Форма настроек ИС

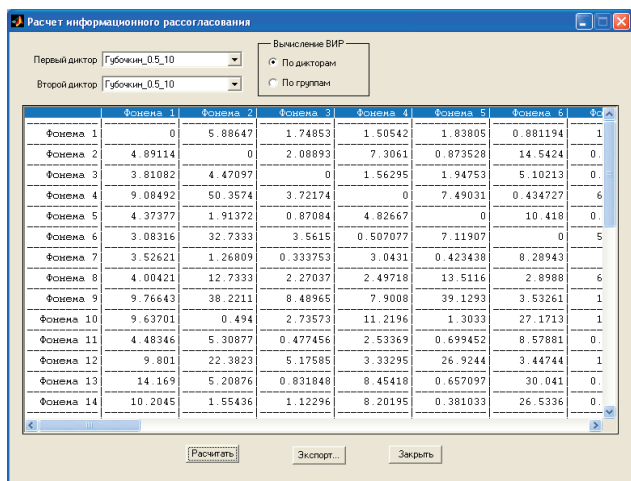
одноименных ЭРЕ нового диктора — любое число больше 0. Рекомендуется задавать в диапазоне от 0,8 до 2,0. Этот порог используется при объединении фонем, выделенных на этапе сегментирования в классы. Порог по длине ЭРЕ — целое число больше 0. Рекомендуется задавать в интервале от 3 до 7. Этот порог используется для задания минимального количества соседних МЗЕ или числа смежных сегментов, которые должны включать в себя фонема, для того чтобы она могла участвовать в процедуре классификации. Порог по ВИР одноименных ЭРЕ в группе — любое число больше 0. Рекомендуется задавать в интервале от 0,8 до 2,0. Этот порог используется при наполнении фонемами группы дикторов.

Длина сегмента задается в отсчетах и по умолчанию равна 80. Рекомендуется задавать ее в пределах от 80 до 320. Порог по количеству реализаций ЭРЕ в группе определяет минимальное количество выделенных реализаций, относящихся к одной фонеме, при которой данная фонема будет включена в БД. По умолчанию значение данного порога равно 10.

Форма расчета ВИР между фонемами разных дикторов или групп показана на рис. 3. Соответствующий режим выбирается кнопками «По дикторам» и «По группам».

Процесс создания ФБД на основе данной ИС выполняется в несколько этапов. На первом этапе формируется группа дикторов, и каждый из них проговаривает в среднем темпе лингвистически сбалансированный текст или отрывок из художественного произведения длительностью 1–2 мин. При этом объем текста составляет минимум 1–1,5 тыс. печатных знаков. Каждая такая запись с помощью звукового редактора сохраняется в виде соответствующего звукового файла.

На втором этапе экспериментальных исследований производится обработка полученных файл-



■ Рис. 3. Форма расчета ВИР между фонемами

лов по адаптивному алгоритму (1)–(3). В результате формируется множество персональных ФБД $\{X_p\}$, учитывающих особенности разных дикторов. Это главный результат автоматической обработки речевых сигналов.

На третьем, заключительном этапе обработки речевых сигналов отбирается для анализа несколько персональных ФБД. В пределах полученного множества осуществляется объединение отдельных элементов ФБД по принципу МИР общего вида (2). По результатам такого анализа делаются выводы об устойчивости объединенной ФБД к индивидуальным особенностям речи дикторов.

Основные результаты

Предложенная методика была реализована практически для группы дикторов [4], составленной из жителей севера Нижегородской области (всего 100 чел.) примерно одного возраста (25 – 30 лет) и одного пола (мужчины). Каждым диктором был проговорен тестовый текст объемом около одной стандартной машинописной страницы, взятый из первой главы романа А. С. Пушкина «Капитанская дочка». Частота дискретизации встроенного АЦП была установлена равной 8 кГц — общепринятое значение при обработке разговорной речи. Продолжительность записи по каждому диктору составила не менее 1,5 мин. При этом длина L одного сегмента данных во всех случаях устанавливалась равной 80 отсчетам, или 10 мс по времени, порядок АР-модели $p = 20$, а пороги по ВИР и длине ЭРЕ — $\rho_0 = 1,1$ и $L_0 = 320$ отсчетов соответственно. В результате обработки полученных записей согласно методике (1)–(3) было создано 100 персональных ФБД $\{x_p^*\}$. После их объединения в одну ФБД результирующий список включил в себя $R_0 = 118$ фонем. Для подтверждения

того, что фонемы полученной ФБД включают в себя фонемы всех дикторов из рассматриваемого множества, было проведено сопоставление объединенной и персональной ФБД одного из дикторов, которая содержала $R_1 = 57$ фонем. Сопоставление производилось по матрице (57×57) ВИР между однотипными (в смысле МИР) МЗЕ. Ее фрагмент представлен в табл. 1.

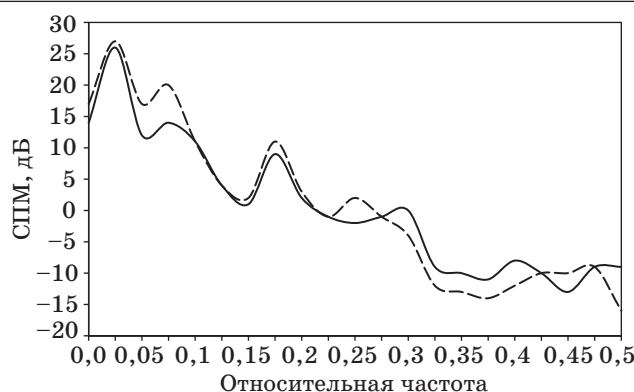
Из таблицы видно, что все диагональные элементы матрицы ВИР существенно меньше по величине, чем элементы, находящиеся вне ее главной диагонали. Это очевидный признак высокой степени подобия соответствующих фонем в теоретико-информационном смысле. Нулевые значения ВИР означают, что фонемы с данными номерами были включены в группу в качестве эталонных. В подтверждение этому на рис. 4 показаны графики СПМ первой фонемы выбранного нами для анализа диктора (сплошная линия) и наиболее близкой к ней по критерию МИР (1) фонемы из объединенного списка фонем (штриховая линия).

Видно, что обе СПМ практически не отличаются друг от друга. Отметим, что аналогичный результат достигается и для всех других пар одноименных фонем.

На заключительном этапе экспериментальных исследований рассматривались результаты формирования ФБД при более высоких значениях порогов по ВИР и длине ЭРЕ: $\rho_0 = 1,5$ и $L_0 = 400$. При этом вычисления проводились по той же схе-

■ Таблица 1

Номер фонемы	1					2					3					...					53					54					55					56					57				
	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5					
1	0,382	1,905	3,637	1,263	4,583	3,515	2,066	10,67					
2	1,290	0,333	0,564	9,815	20,09	4,483	10,17	115,5					
3	3,928	1,113	0,381	18,32	40,74	6,846	18,35	274,3					
55	2,796	1,778	1,568	9,703	6,763	0	6,109	59,72					
56	1,463	2,523	3,079	4,202	27,39	5,834	0	65,64					
57	10,62	10,05	19,05	51,84	67,90	25,45	17,41	0					



■ Рис. 4. СПМ двух фонем

■ Таблица 2

Номер фонемы	1	2	3	.	23	24	25	26	27
1	0,47	1,22	2,78	.	4,50	15,08	14,85	7,19	4,31
2	0,50	0,26	2,42	.	1,16	13,50	18,60	4,54	3,54
3	0,94	0,89	0,43	.	3,20	4,29	32,46	3,88	10,67
.....									
25	6,99	10,10	5,57	.	30,10	42,31	0,910	16,43	12,54
26	2,72	2,06	1,21	.	16,54	8,76	12,71	0,09	6,02
27	1,42	1,59	2,06	.	4,11	18,30	6,19	5,45	0,54

ме (1)–(3). В результате был сформирован объединенный список $\{X_r\}$, содержащий $R_0 = 45$ фонем. После его сопоставления с ФБД (27 × 27) нашего первого диктора была получена матрица ВИР, фрагмент которой показан в табл. 2.

Из сопоставления табл. 1 и 2 можно сделать важный вывод о том, что вне зависимости от значений параметров настроек ИС объединенная ФБД, сформированная по предложенной методике, сохраняет в себе необходимую информацию об особенностях произношения каждого отдельного диктора из заданной группы.

Заключение

Известно, что в мире на данный момент не существует высококачественного программного продукта в области автоматического распознавания речи (АРР) на русском языке. Причина кроется в его исключительных лингвистических особенностях [5], а также в известных (см. ГОСТ Р 50840-95 и др.) жестких нормативных требованиях к системам передачи и обработки русской

разговорной речи. До последнего времени данная проблема являлась главным препятствием на пути широкого распространения новых речевых технологий в России. И даже в самых передовых мировых разработках в области АРР, таких как Google Voice, Apple Siri и др., она до конца не преодолена: вероятность ошибки распознавания в них не опускается ниже 15–20 %. В отличие от существующих аналогов в предложенном выше исследовании была применена недавно созданная авторами информационная теория — совместно с кластерной моделью МЗЕ и общесистемным критерием МИР в информационной метрике Кульбака — Лейблера. На данный момент это весьма перспективное направление в рамках набирающего силу фонетического подхода [6–8] к задачам АРР на русском языке. Его основное преимущество перед известными подходами и методами АРР состоит в достигаемой полной автоматизации процедуры формирования ФБД, при этом резко сокращается и время на реализацию данного процесса, а это главное условие высокого быстродействия в целом системы АРР при работе в режиме реального времени.

Таким образом, отталкиваясь от ряда основных положений информационной теории восприятия речи, авторы предлагают новую методику формирования ФБД в автоматическом режиме, обладающую широкими функциональными возможностями и перспективами для практического применения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ по государственному контракту № 07.514.11.4137 ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007–2013 годы».

Литература

1. Савченко В. В. Информационная теория восприятия речи // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2007. Вып. 6. С. 10–14.
2. Савченко В. В. Автоматическая обработка речи по критерию минимума информационного рассогласования на основе метода обеляющего фильтра // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50. № 3. С. 309–314.
3. Свидетельство Роспатента РФ о гос. рег. программы для ЭВМ. № 2008615442. Информационная система фонетического анализа слитной речи: программа для ЭВМ / В. В. Савченко, Д. Ю. Акатьев, И. В. Губочкин и др. Выдано 14.11.2008.
4. Свидетельство Роспатента РФ о гос. рег. базы данных. № 2009620512. Фонетическая база данных / В. В. Савченко, Д. Ю. Акатьев, И. В. Губочкин и др. Выдано 25.05.2009.
5. Бабин Д. Н., Мазуренко И. Л., Холоденко А. Б. Проблемы создания автоматического распознавателя слитной устной русской речи // Интеллектуальные системы в производстве. 2003. № 1. С. 4–23.
6. Кодзасов С. В., Кривнова О. Ф. Общая фонетика / РГГУ. — М., 2001. — 592 с.
7. Ронжин А. Л., Ли И. В. Автоматическое распознавание русской речи // Вестник Российской академии наук. 2007. Т. 77. № 2. С. 133–138.
8. Кипяткова И. С., Карпов А. А. Эксперименты по распознаванию слитной русской речи с использованием сверхбольшого словаря // Тр. СПИИРАН. 2010. Вып. 12. С. 63–74.

УДК 004.942

ВЕРИФИКАЦИЯ ЗАДЕРЖКИ В МИКРОАРХИТЕКТУРНЫХ МОДЕЛЯХ КОММУНИКАЦИОННЫХ ФАБРИК

Ю. О. Викторов,
инженер-практикант
А. Н. Готманов,
инженер-исследователь
Intel Corporation, г. Москва

Изложены основы метода анализа задержек в микроархитектурных моделях коммуникационных фабрик. На простых примерах показано, как получить верхнюю оценку задержки и верифицировать ее с помощью ранжирующих функций. Для моделей со структурными циклами предложен метод анализа, основанный на раздельном рассмотрении достижимых состояний системы.

Ключевые слова — качество обслуживания, формальная верификация, xMAS, система-на-кристалле, коммуникационная фабрика, ранжирующая функция, задержка передачи данных.

Введение

Современные системы-на-кристалле требуют эффективной организации обмена данными. Подсистему, отвечающую за пересылку сообщений и пакетов данных между устройствами, называют *коммуникационной фабрикой* (communication fabric) [1]. Коммуникационные фабрики обычно обладают сложной распределенной архитектурой с высоким уровнем параллелизма и конвейеризации для одновременной обработки множества транзакций, находящихся на разных стадиях исполнения.

В условиях ограниченных аппаратных ресурсов (размеры очередей, разрядности шин и т. д.) производительность работы системы связана с эффективностью их разделения конкурирующими процессами. Качество архитектуры коммуникационных фабрик напрямую зависит от умения оценивать на этапе проектирования минимальный уровень обслуживания, который система гарантирует своим агентам.

В данной статье рассматривается *задержка передачи* (latency) — интервал времени между отправлением данных источником и их доставкой в точку назначения. Имитационное моделирование дает возможность составить хорошее представление о средней производительности системы. Однако поведение системы в наихудшем случае может сильно отличаться от среднего. Надежную оценку производительности мож-

но получить с помощью формальной верификации. Для этого сначала необходимо построить формальную модель системы. Язык xMAS [2] позволяет создавать наглядные модели коммуникационных фабрик путем композиции примитивов (стандартных блоков) и может использоваться для моделирования микроархитектурных задержек.

Ограничение задержки («пакет попадает из точки A в точку B не более чем за N тактов») легко сформулировать в виде утверждения линейной темпоральной логики (Linear Temporal Logic — LTL) [3]. Однако его проверка часто оказывается за пределами возможностей современных алгоритмов верификации моделей (интерполяции [4], k -шаговой индукции [5], PDR [6]), так как требует рассмотрения порядка N последовательных тактов работы системы.

Предлагается альтернативный подход, основанный на методах статического анализа и ранжирующих функций. Начав с простой формализации понятия задержки в рамках LTL, мы покажем, как воспользоваться элементарными свойствами задержки для анализа времени выполнения многошаговых транзакций. Построение оценки на задержку представлено как вывод из гипотез в формальной теории и сопровождается параллельным построением ранжирующей функции.

Ранжирующая функция — это неотрицательная целочисленная функция состояния [7], оценивающая число тактов, оставшееся до за-

вершения транзакции. Для доказательства оценки задержки в N тактов достаточно найти соответствующую ранжирующую функцию R и показать, что:

- 1) R убывает на каждом такте;
- 2) глобальный максимум R не превосходит N .

Доказательство утверждений 1 и 2 проводится методом k -шаговой индукции при небольших значениях k , не зависящих от N . С этой задачей легко справляется большинство современных средств верификации моделей.

Таким образом, предлагаемый метод одновременно решает задачи отыскания задержки и ее верификации. В статье изложены теоретические основы метода и представлены первые результаты экспериментов на моделях небольшого размера.

Язык моделирования

xMAS — это язык формального моделирования микроархитектуры [2]. Модели xMAS строятся из небольшого набора стандартных блоков (примитивов), соединенных каналами для передачи пакетов с данными. Каждый канал соединяет ровно два примитива, один из которых является инициатором передачи, а другой — ее получателем. Все примитивы модели работают синхронно по одному тактовому сигналу. В данной статье используется базовый набор примитивов, дополненный специализированными примитивами для моделирования качества обслуживания (рис. 1).

Исток (source) порождает пакеты с заданным значением e . В зависимости от типа истока очередной пакет может появляться на каждом такте (*eager*), с недетерминированной задержкой (*non-det*) или не появляться никогда (*dead*).

В процессе обработки пакеты хранятся в *очередях* (queue) конечного размера. Очередь реализует дисциплину FIFO. Новый пакет может быть помещен в очередь только при наличии в ней свободного места. Задержка прохождения пакета через пустую очередь равна одному такту.

Примитив *преобразования* (func) изменяет значение пакета, используя функцию f . Пакет на выходе *барьера* (join) появляется только при наличии пакета на каждом из его входов, при этом выходной пакет вычисляется функцией h от вход-

ных пакетов. Проходя через *форк* (fork), входной пакет преобразуется в два выходных пакета с помощью функций f и g . Примитив *ветвления* (switch) вычисляет предикат s от входного пакета и в зависимости от его значения перенаправляет пакет на один из двух выходов. При *слиянии* (merge) входные пакеты передаются на выход без изменений. Если два пакета поступают на входы слияния одновременно, посылается один из них, а второй задерживается. Для выбора между пакетами используется справедливый алгоритм арбитража. Допускается слияние с произвольным числом входных каналов.

Сток (sink) поглощает пакеты, завершая их обработку в модели. Аналогично истоку, существуют три разновидности стока (*eager*, *non-det*, *dead*).

На рис. 2 показаны примеры моделей xMAS, использующих как базовые примитивы, так и до-

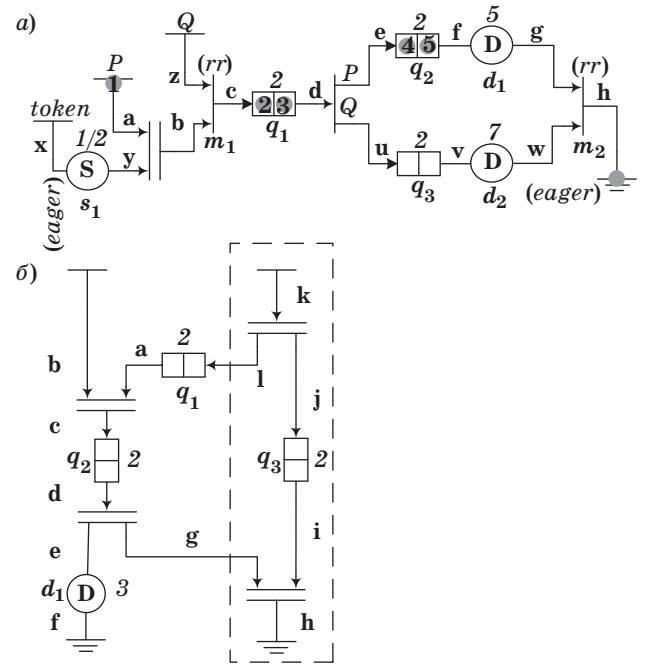


Рис. 2. Модели xMAS: а — модель коммуникационной фабрики; б — модель канала с кредитной логикой¹

¹ Имена примитивов обозначены полужирным курсивом (q_1), имена каналов — прямым полужирным (u). Светлым курсивом указаны параметры примитивов, такие как тип истока (*eager*) и величина задержки (5). Полужирные цифры (1–5) обозначают позиции, занимаемые пакетом P на его траектории движения.

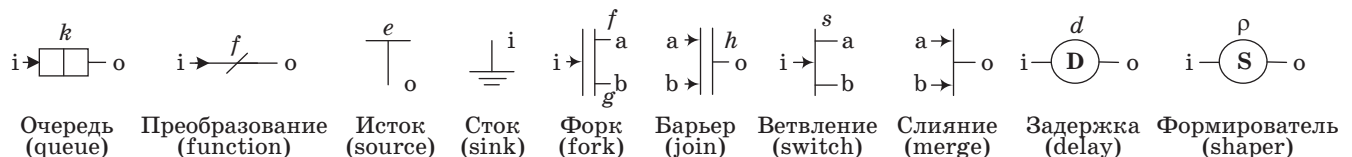


Рис. 1. Примитивы xMAS

полнительные примитивы качества обслуживания (см. рис. 1), последние подробно описаны ниже.

Протокол передачи данных на канале u использует два логических управляющих сигнала: $u.irdy$ (от initiator ready) и $u.trdy$ (от target ready). Сигнал $u.irdy$ равен True, если инициатор готов передать один пакет с данными. Аналогично, сигнал $u.trdy$ равен True, если получатель готов принять один пакет с данными. Передача пакета происходит при $u.xfer = u.irdy \cdot u.trdy = \text{True}$. Значение пакета задается сигналом $u.data$ и может быть любого конечного типа.

Все примитивы xMAS обладают простой синхронной семантикой, которая может быть выражена на языке битовых уравнений, связывающих значения сигналов $irdy$, $trdy$ и $data$ на примыкающих к примитиву каналах. Например, примитив форк с входом i и выходами a , b , параметризованный функциями f и g , описывается соотношениями

$$\begin{aligned} a.data &:= f(i.data); \\ b.data &:= g(i.data); \\ a.irdy &:= i.irdy \cdot b.trdy; \\ b.irdy &:= i.irdy \cdot a.trdy; \\ i.trdy &:= a.trdy \cdot b.trdy. \end{aligned}$$

Такое определение гарантирует, что передачи на каналах i , a , b происходят одновременно.

Устойчивость

Протокол xMAS обладает устойчивостью [8], т. е. управляющие сигналы $irdy$ и $trdy$ не могут менять значение с True на False до завершения передачи на канале. Полезно определить устойчивость в более общей форме для двух произвольных событий A и B :

$$A \triangleright B \equiv \mathbf{G}(A \cdot \neg B \rightarrow \mathbf{X}A).$$

Запись читается как « A устойчиво по отношению к B ». Мы пользуемся стандартными обозначениями LTL [3]: $\mathbf{G}A$ — «всегда A », $\mathbf{F}A$ — «однажды A », $\mathbf{X}A$ — «в следующий момент времени A », $\mathbf{Y}A$ — «в предыдущий момент времени A ». Устойчивость протокола передачи данных на канале u может быть выражена соотношениями

$$\begin{aligned} u.irdy &\triangleright u.trdy; \\ u.trdy &\triangleright u.irdy; \\ \forall x : (u = x &\triangleright u.trdy), \end{aligned}$$

где $u = x$ используется как сокращение для $u.irdy \cdot (u.data = x)$, а квантификация происходит по всем возможным значениям сигнала $u.data$.

Моделирование задержек

Для анализа задержек необходимо расширить базовый набор примитивов xMAS. Для моделирования задержек обработки введем новый примитив *ограниченной задержки* (delay). Поведение задержки величиной d с входом i и выходом o задается уравнениями

$$\begin{aligned} i.trdy &:= o.trdy \cdot (\text{cnt} = 0); \\ o.irdy &:= i.irdy \cdot (\text{cnt} = 0); \\ \text{next}(\text{cnt}) &:= \begin{cases} d, & i.irdy \cdot i.trdy; \\ \text{cnt} - 1, & i.irdy \cdot \neg i.trdy \cdot (\text{cnt} > 0); \\ \text{cnt}, & \neg i.irdy + \neg i.trdy \cdot (\text{cnt} = 0); \end{cases} \\ \text{init}(\text{cnt}) &:= d. \end{aligned}$$

Используемый в уравнениях оператор $\text{next}(x)$ определяет значение регистровой переменной x на следующем такте, $\text{init}(x)$ — в начальный момент времени. Целочисленная переменная cnt принимает значения в $\{0..d\}$ и задает число тактов ожидания до передачи. Случайная задержка с верхней границей d моделируется аналогично.

Другой тип задержек создается *формирователем потока* (shaper). Формирователь гарантирует, что пакеты на выходе появляются не чаще, чем с заданной частотой ρ , задерживая при необходимости входные пакеты. Пусть $\rho = R/N$ для целых положительных чисел R и N . Тогда поведение примитива можно описать уравнениями

$$\begin{aligned} i.trdy &:= o.trdy \cdot (\text{bkt} \geq N - R); \\ o.irdy &:= i.irdy \cdot (\text{bkt} \geq N - R); \\ \text{next}(\text{bkt}) &:= \begin{cases} \text{bkt} - N + R, & i.xfer; \\ \min\{\text{bkt} + R, N\}, & \neg i.xfer; \end{cases} \\ \text{init}(\text{bkt}) &:= N. \end{aligned}$$

Формирователь работает по принципу «leaky bucket», увеличивая целочисленную переменную bkt на R на каждом такте. Входящий пакет задерживается, если текущее значение bkt меньше, чем $N - R$. При передаче пакета переменная bkt уменьшается на N .

Модель коммуникационной фабрики

Рассмотрим подробнее пример модели на рис. 2, *a*. Пакет со значением P порождается источником и ожидает срабатывания барьера на канале a . На второй вход барьера поступают управляющие пакеты (*токены*) от формирователя с частотой $1/2$. Это гарантирует, что на канале b за два такта работы появляется не более одного нового пакета. Далее пакет P проходит слияние, конкурируя с потоком пакетов Q , и, выиграв ар-

битраж, попадает в очередь по каналу c . Заметим, что пакеты Q порождаются недетерминированным истоком, и частота их появления может быть произвольной. Покидая первую очередь по каналу d , пакеты P и Q проходят ветвление и перераспределяются по каналам e и u в различные очереди, на выходе которых пакеты задерживаются. Пакеты покидают модель по каналу h после повторного слияния потоков.

Содержательно модель на рис. 2, *a* можно интерпретировать как простейшую коммуникационную фабрику, принимающую запросы от двух агентов (P и Q). Пакеты принимаются фабрикой по одному за такт, что моделируется слиянием на входе. Обработка запросов конвейеризирована. На первой ступени запросы обрабатываются последовательно и хранятся в общей очереди. На второй ступени запросы P и Q обрабатываются параллельно с различными задержками (например, фабрика может перенаправлять запросы различным устройствам для обработки). Перед удалением из фабрики запросы проходят завершающую фазу по одному за такт, что соответствует слиянию на выходе. Общую задержку обработки запроса P коммуникационной фабрикой естественно определить как количество тактов с момента появления пакета на канале a до момента его передачи на канале h .

Модель канала с кредитной логикой

Рассмотрим подробнее пример модели на рис. 2, *b*. Пакет на канале b ожидает срабатывания барьера, которое возможно лишь в том случае, если в очереди q_1 находится кредит, порождаемый подсхемой кредитной логики (выделена пунктиром).

Новый кредит выделяется при срабатывании форка с входом k . При этом одновременно создаются две копии кредита. Одна копия помещается в очередь q_1 и оттуда резервируется пакетами, ожидающими на канале b . Другая копия помещается в очередь q_3 и используется для учета числа выданных и еще не возвращенных кредитов. Когда очередь q_3 заполнена, выделение новых кредитов приостанавливается. Получив кредит, пакет попадает в очередь q_2 , при выходе из которой выделенный кредит освобождается (число «занятых» кредитов в очереди q_3 уменьшается на 1).

В любом достижимом состоянии модели число кредитов в очереди q_1 в сумме с числом пакетов в очереди q_2 равно общему числу выделенных кредитов, хранящихся в очереди q_3 . Корректная реализация схемы с кредитной логикой требует, чтобы число доступных кредитов не превосходило емкости канала, т. е. размер очереди q_3 должен быть не больше размера очереди q_2 .

Задержка

Отношение отклика

Неформально задержку можно определить как количество тактов между предусловием A и постусловием B , где A и B — произвольные события, связанные отношением отклика:

$$A \mapsto B \equiv G(A \rightarrow FB).$$

Иначе говоря, за событием A всегда следует событие B . Определим локальную задержку $\text{lat}[B]$, равную числу тактов между текущим моментом времени и следующим появлением события B :

$$\text{lat}[B] \leq k \equiv F^k B,$$

где $F^k B = B + XB + \dots + X^k B$, а X^k соответствует k последовательным применениям темпорального оператора X . Если событие B никогда не наступит, т. е. выполнено $G \neg B$, задержку $\text{lat}[B]$ будем считать равной ∞ . С каждым отношением отклика $A \mapsto B$ можно связать максимальную задержку за все время выполнения:

$$\text{Lat}[A \mapsto B] \leq k \equiv G(A \rightarrow (\text{lat}[B] \leq k)).$$

Если событие A не наступает ни разу, удобно считать, что $\text{Lat}[A \mapsto B] = 0$.

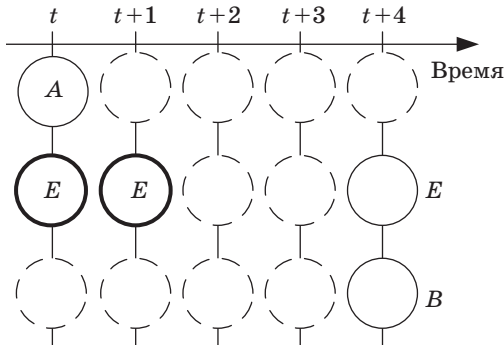
Естественно представить задержку обработки запроса P в модели на рис. 2, *a* как

$$\text{Lat}[(a = P) \mapsto h.xfer \cdot (h = P)],$$

т. е. как максимальное число тактов между появлением пакета P на канале a и передачей пакета P на канале h . Однако такое определение не вполне корректно, так как события $a = P$ и $h.xfer \cdot (h = P)$ могут быть вызваны разными пакетами, имеющими одно и то же значение P . Иными словами, модель на рис. 2, не позволяет выделить один пакет из общего потока и измерить задержку его обработки. Проблема решается простым изменением модели. Допустим, что исток, посылающий пакеты P , может присвоить одному из них особую пометку, превратив его в пакет P^* . Помеченный пакет выбирается случайно и обрабатывается моделью так же, как и обычный пакет P , сохраняя при этом пометку. Искомая задержка для помеченного пакета может быть корректно выражена как

$$\text{Lat}[(a = P^*) \mapsto h.xfer \cdot (h = P^*)].$$

По построению, модель в каждый момент времени содержит не более одного экземпляра P^* , позволяя однозначно идентифицировать пакет. Пометка присваивается случайно, поэтому каждый пакет P превращается в P^* в одном из испол-



■ Рис. 3. Задержка

нений модели. Следовательно, максимальная задержка запроса P^* (по всем исполнениям модели) совпадает с максимальной задержкой запроса P . Описанный прием добавления пометки применим к произвольной модели xMAS.

В дальнейшем нам также потребуется обобщенная форма отношения отклика и связанная с ним задержка:

$$A \mapsto_E B \equiv \mathbf{G}(A \cdot \mathbf{G}FE \rightarrow \mathbf{F}B).$$

Событие B следует за A , только если в ходе ожидания периодически наступает событие E , называемое модулем. Локальная задержка $\text{lat}_E[B]$ определяется как число наступлений события E до ближайшего наступления события B . Отличие между обычной задержкой и задержкой по модулю поясняет рис. 3. В момент времени t $\text{lat}[B] = 4$, $\text{lat}_E[B] = 2$ (последнее событие E не учитывается при подсчете задержки). $\text{Lat}[A \mapsto_E B]$ определяется аналогично $\text{Lat}[A \mapsto B]$, как максимум $\text{lat}_E[B]$ на всем исполнении. Два типа задержки связаны простым соотношением

$$\text{Lat}[A \mapsto B] = \text{Lat}[A \mapsto_{\text{True}} B].$$

Вычисление задержки

Задержка для сложного отношения отклика может быть сведена к вычислению более простых задержек. Например, пусть известно, что для некоторых событий A, B, C

$$\text{Lat}[A \mapsto B] \leq k; \text{Lat}[B \mapsto C] \leq l.$$

Тогда верно и то, что между появлением события A и последующим появлением события C проходит не более $k + l$ тактов, т. е.

$$\text{Lat}[A \mapsto C] \leq k + l.$$

Найденные закономерности можно сформулировать в виде синтаксических правил вывода для задержек:

$$\frac{}{\text{Lat}[A \mapsto A] = 0} (\text{Ref-Pre});$$

$$\frac{\text{Lat}[A \mapsto_E B] \leq k}{\text{Lat}[A \cdot C \mapsto_E B] \leq k} (\text{Pre-And});$$

$$B \triangleright C, C \triangleright B,$$

$$\text{Lat}[A \mapsto_E B] \leq l,$$

$$\text{Lat}[A \mapsto_E C] \leq k$$

$$\frac{}{\text{Lat}[A \mapsto_E B \cdot C] \leq \max\{l, k\}} (\text{Post-And});$$

$$\frac{\text{Lat}[A \mapsto_E B] \leq l}{\text{Lat}[A \cdot_{E \cdot F} B] \leq l} (\text{Mod-And});$$

$$A \triangleright B,$$

$$\frac{\text{Lat}[A \mapsto_E B] \leq l}{\text{Lat}[A \mapsto_E A \cdot B] \leq l} (\text{Persist});$$

$$\text{Lat}[A \mapsto_E B] \leq l,$$

$$\frac{\text{Lat}[B \mapsto_E C] \leq k}{\text{Lat}[A \mapsto_E C] \leq l + k} (\text{Seq});$$

$$\frac{}{\text{Lat}[\mathbf{X}A \mapsto A] \leq 1} (\text{Next});$$

$$\frac{}{\text{Lat}[\text{True} \mapsto_E E] = 0} (\text{Ref-Mod});$$

$$\text{Lat}[A \mapsto_E C] \leq l,$$

$$\text{Lat}[B \mapsto_E C] \leq k$$

$$\frac{}{\text{Lat}[A + B \mapsto_E C] \leq \max\{l, k\}} (\text{Pre-Or});$$

$$\frac{\text{Lat}[A \mapsto_E B] \leq l}{\text{Lat}[A \mapsto_E B + C] \leq l} (\text{Post-Or});$$

$$\text{Lat}[A \mapsto_E B] \leq l,$$

$$\frac{\text{Lat}[A \mapsto_F B] \leq k}{\text{Lat}[A \mapsto_{E+F} B] \leq k + l} (\text{Mod-Or});$$

$$\text{Lat}[A \mapsto_E B] \leq l,$$

$$\frac{\text{Lat}[A \mapsto_E B] \leq k}{\text{Lat}[A \mapsto_E B] \leq \min\{l, k\}} (\text{Min});$$

$$A \triangleright B, B \triangleright E,$$

$$\text{Lat}[A \mapsto_E B] \leq l,$$

$$\text{Lat}[A \mapsto E] \leq k$$

$$\frac{}{\text{Lat}[A \mapsto B \cdot E] \leq l + k + k \cdot l} (\text{Iter});$$

$$\frac{\text{Lat}[A \mapsto B] \leq k}{\text{Lat}[\mathbf{Y}(A \cdot \neg B) \mapsto B] \leq k - 1} (\text{Subseq}).$$

Теорема 1. Если формула Φ выводима из гипотез Γ с помощью правил вывода, то $\Gamma \vdash_{\text{LTL}} \Phi$.

Пользуясь правилами вывода, можно показать, что в модели на рис. 2, a

$$\text{Lat}[(a = P^*) \mapsto \text{h.xfer} \cdot (\text{h} = P^*)] \leq 50.$$

■ Таблица 1. Положения пакета P^* в модели на рис. 2, а

Номер	Положение	Канал
1	Выход истока	a
2	Хвост очереди q_1	d
3	Голова очереди q_1	d
4	Хвост очереди q_2	f
5	Голова очереди q_2	f

На пути от канала a к каналу h пакет P^* проходит положения 1–5 (см. рис. 2, а). С каждым положением связан выходной канал соответствующего истока или очереди (табл. 1).

Полное время обработки пакета P определяется временем его пребывания в каждом из положений 1–5. Используя правила (*Seq*) и (*Next*), получаем оценку

$$\begin{aligned} & \text{Lat}[(a = P^*) \mapsto h.xfer \cdot (h = P^*)] \leq \\ & \leq \text{Lat}[a.irdy \mapsto a.trdy] + 2 \cdot \text{Lat}[d.irdy \mapsto d.trdy] + \\ & + 2 \cdot \text{Lat}[f.irdy \mapsto f.trdy] + 4. \end{aligned} \quad (1)$$

Задержки передачи пакета на канале (такие как $\text{Lat}[a.irdy \mapsto a.trdy]$) будем называть локальными задержками.

Вывод локальных задержек схематично показан на рис. 4. В скобках указаны используемые правила распространения задержек для примитивов xMAS. Сами правила выглядят следующим образом. Для:

— задержки величины d с входом i и выходом o

$$\frac{\text{Lat}[o.irdy \mapsto o.trdy] \leq k}{\text{Lat}[i.irdy \mapsto i.trdy] \leq k + d} \text{ (Delay-Bwd);}$$

— очереди емкости ≥ 2 с входом i и выходом o

$$\frac{\text{Lat}[o.irdy \mapsto o.trdy] \leq k}{\text{Lat}[i.irdy \mapsto i.trdy] \leq k} \text{ (Queue-Bwd);}$$

— ветвления с входом i , выходом a и соответствующим условием $s_a(x)$

$$\frac{\text{Lat}[a.irdy \mapsto a.trdy] \leq k}{\text{Lat}[i.irdy \cdot s_a(i.data) \mapsto i.trdy] \leq k} \text{ (Switch-Bwd);}$$

— формирователя с входом i , выходом o и $\rho = R/N$

$$\frac{\text{Lat}[i.irdy] \leq k}{\text{Lat}[i \mapsto o.irdy] \leq \max\{k, N/R\}} \text{ (Shaper-Fwd);}$$

— слияния с входом a и выходом o , L_a — задержка арбитража для входа a

$$\frac{\text{Lat}[o.irdy \mapsto o.trdy] \leq k}{\text{Lat}[a.irdy \mapsto a.trdy] \leq k + L_a + k \cdot L_a} \text{ (Merge-Bwd);}$$

— барьера с входами a, b и выходом o

$$\begin{aligned} & \text{Lat}[i \mapsto b.irdy] \leq k, \\ & \frac{\text{Lat}[o.irdy \mapsto o.trdy] \leq l}{\text{Lat}[a.irdy \mapsto a.trdy] \leq k + l} \text{ (Join-Bwd).} \end{aligned}$$

Оценки вычисляются последовательно в процессе обхода модели, начиная с каналов h и x , по направлению к каналу a . Привести вывод целиком не представляется возможным из-за его объема. Рассмотрим в качестве примера вычисление задержки на канале f . Пусть уже известно, что

$$\text{Lat}[g.irdy \mapsto g.trdy] \leq 1. \quad (2)$$

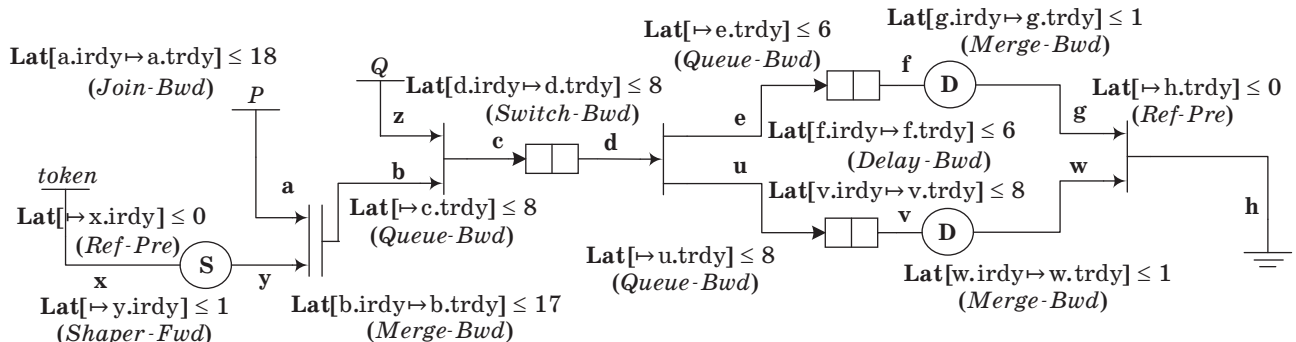
Канал g является выходом примитива задержки с входом f . Воспользуемся оценкой на канале g для получения аналогичной оценки на канале f . Из свойств примитива следует, что

$$\text{Lat}[f.irdy \mapsto (cnt = 0)] \leq 5, \quad (3)$$

т. е. при наличии сигнала $f.irdy$ внутренний счетчик задержки убывает до 0 не более чем за $d = 5$ тактов. Принимая неравенства (2) и (3) в качестве гипотез, можно показать, что

$$\text{Lat}[f.irdy \mapsto f.trdy] \leq 6.$$

Полный вывод локальной задержки на канале f в модели коммуникационной фабрики на рис. 4. приведен в табл. 2. В качестве началь-



■ Рис. 4. Локальные задержки в модели коммуникационной фабрики

Таблица 2. Пошаговый вывод для локальной задержки на канале f

№ шага	Следствие	Правило	Используемые предпосылки
1	$\text{Lat}[g.\text{irdy} \mapsto g.\text{trdy}] \leq 1$	—	Уравнение (2)
2	$\text{Lat}[f.\text{irdy} \mapsto (\text{cnt} = 0)] \leq 5$	—	Уравнение (3)
3	$\text{Lat}[f.\text{irdy} \mapsto f.\text{irdy} \cdot (\text{cnt} = 0)] \leq 5$	(Persist)	Шаг 2, $f.\text{irdy} \triangleright (\text{cnt} = 0)$
4	$\text{Lat}[f.\text{irdy} \mapsto g.\text{irdy}] \leq 5$	—	Шаг 3, $g.\text{irdy} = f.\text{irdy} \cdot (\text{cnt} = 0)$
5	$\text{Lat}[g.\text{irdy} \mapsto g.\text{irdy} \cdot g.\text{trdy}] \leq 1$	(Persist)	Шаг 1, $g.\text{irdy} \triangleright g.\text{trdy}$
6	$\text{Lat}[f.\text{irdy} \mapsto g.\text{irdy} \cdot g.\text{trdy}] \leq 6$	(Seq)	Шаги 4, 5
7	$\text{Lat}[f.\text{irdy} \mapsto f.\text{trdy}] \leq 6$	(Post-Or)	Шаг 6, $g.\text{irdy} \cdot g.\text{trdy} \rightarrow f.\text{trdy}$

ных шагов используются уравнения (2) и (3). Предпосылками для дальнейших шагов вывода выступают ранее полученные утверждения, а также свойства примитивов и канального протокола xMAS.

Этот пошаговый вывод опирается только на семантику примитива и свойства протокола xMAS и может быть обобщен в виде вспомогательного правила распространения (Delay-Bwd), приведенного выше.

Правило (Delay-Bwd) опирается на истинность гипотезы $\text{Lat}[i.\text{irdy} \mapsto (\text{cnt} = 0)] \leq d$ и ряд других свойств примитива и протокола, указанных в качестве предпосылок, используемых в табл. 2. Для удобства договоримся, что при использовании правила распространения все необходимые предположения автоматически добавляются к исходному множеству гипотез Г. Истинность полученной при этом оценки на задержку будет зависеть от истинности принятых гипотез.

Аналогично (Delay-Bwd), каждое правило связано с набором гипотез. Например, правило (Merge-Bwd) предполагает истинным неравенство

$$\text{Lat}[a.\text{irdy} \mapsto_{o.\text{xfer}} \sigma_a] \leq L_a.$$

Задержка арбитража L_a равна максимальному числу раундов арбитража до получения входом a наивысшего приоритета. Понятие наивысшего приоритета зависит от выбранного алгоритма арбитража и задается предикатом выбора σ_a , удовлетворяющего требованиям

$$\begin{aligned} & (a.\text{irdy} \cdot \sigma_a) \triangleright o.\text{xfer}; \\ & \sigma_a \rightarrow (a.\text{trdy} = a.\text{irdy} \cdot o.\text{trdy}), \end{aligned}$$

т. е. истинность σ_a гарантирует передачу на канале a. Предикат σ_a и задержка L_a могут быть определены для большинства справедливых алгоритмов арбитража. Например, для кругового алгоритма можно положить $\sigma_a = (s = i_a)$, где s — номер текущего выбранного входа (внутренняя переменная алгоритма), а i_a — номер входа a; L_a равна общему числу входов минус 1.

Подставляя оценки для каналов a, d и f (см. рис. 4) в формулу (1), получаем

$$\begin{aligned} & \text{Lat}[(a = P^*) \mapsto h.\text{xfer} \cdot (h = P^*)] \leq \\ & \leq 18 + 2 \cdot 8 + 2 \cdot 6 + 4 = 50. \end{aligned} \quad (4)$$

Описанный метод анализа применим к широкому классу микроархитектурных моделей. При отсутствии структурных циклов все локальные задержки находятся последовательным обходом с использованием соответствующих правил распространения. Оценка для многошаговой транзакции получается суммированием локальных оценок по всей ее траектории.

Для моделей со структурными циклами необходимо учитывать множество достижимых состояний системы. Например, для модели канала с кредитной логикой (см. рис. 2, б) выполнено соотношение

$$q_1.\text{num} + q_2.\text{num} = q_3.\text{num}. \quad (5)$$

Все состояния очередей, удовлетворяющие (5), показаны на рис. 5, а—в и перечислены в табл. 3. Для простоты положим размеры всех очередей равными 2.

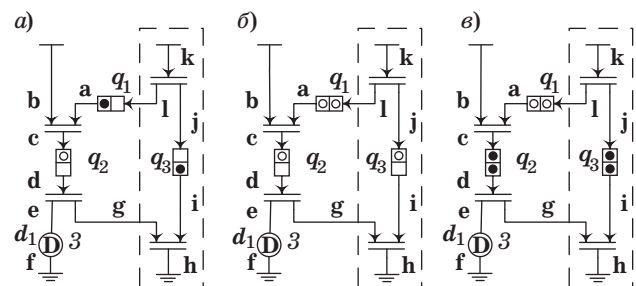


Рис. 5. Достижимые состояния A (а), B (б), C (в) канала с кредитной логикой²

² Метками черного цвета обозначены места в очередях, занятые пакетами. Белые метки обозначают свободные места. Состояние позиций, не имеющих меток, может быть любым.

■ Таблица 3. Допустимые состояния очередей

Состояние	q_1	q_2	q_3
A	Не пуста	Не полна	Не пуста
B	Пуста	Не полна	Не полна
C	Пуста	Полна	Полна

В состоянии A необходимый кредит доступен и передача на канале b может произойти немедленно, т. е. $\text{Lat}[A \cdot b.\text{irdy} \mapsto b.\text{trdy}] \leq 0$. Переходы между состояниями характеризуются задержками

$$\text{Lat}[B \mapsto A] \leq 1; \text{Lat}[C \mapsto B] \leq d,$$

где d — параметр примитива задержки. Пользуясь правилом (*Seq*) и устойчивостью сигнала $b.\text{irdy}$ относительно $b.\text{trdy}$, можно показать, что

$$\text{Lat}[B \cdot b.\text{irdy} \mapsto b.\text{trdy}] \leq 1;$$

$$\text{Lat}[C \cdot b.\text{irdy} \mapsto b.\text{trdy}] \leq d + 1.$$

Величина $\text{Lat}[b.\text{irdy} \mapsto b.\text{trdy}]$ для произвольного состояния модели может быть получена применением правила (*Pre-Or*) с учетом того, что $A + B + C$ истинно в каждом состоянии модели:

$$\text{Lat}[b.\text{irdy} \mapsto b.\text{trdy}] \leq \max\{0, 1, d + 1\} = d + 1 = 4.$$

Ранжирующие функции

Мы пользуемся правилами распространения задержек для примитивов xMAS, чтобы построить оценку на задержку обработки пакета. Вывод опирается на ряд предположений о свойствах примитивов и протокола передачи данных. На практике принятые гипотезы могут оказаться ложными (например, из-за изменений в семантике примитива), а в ходе вывода могут быть допущены ошибки. Для проверки правильности оценки воспользуемся средствами верификации моделей и методом ранжирующих функций.

Для двух произвольных событий A и B определим интервал от A до B как

$$A : B = A + \text{pre}(A : B) \cdot \text{pre}(\neg B).$$

Оператор pre возвращает значение своего аргумента на предыдущем такте (False в начальный момент времени). Выражение $(A : B)$ становится истинным при каждом наступлении события A и остается таковым до первого наступления события B .

Целая неотрицательная величина φ называется ранжирующей функцией для отношения отклика $A \mapsto_E B$, если

$$\mathbf{G}((A : B) \cdot \neg B \cdot \neg E \rightarrow \varphi^+ \leq \varphi) \text{ (Idle);}$$

$$\mathbf{G}((A : B) \cdot \neg B \cdot E \rightarrow \varphi^+ < \varphi) \text{ (Step),}$$

где выражение φ^+ равно значению величины φ на следующем такте.

Условие $(A : B) \cdot \neg B$ означает, что событие A уже наступило, а событие B — еще нет. В этой ситуации (*Idle*) требует невозрастания, а (*Step*) — строгого убывания φ при $E = \text{True}$. Содержательно величину φ можно считать «мерой» расстояния от текущего момента времени до наступления события B . Заметим, что поведение функции φ вне интервала $(A : B)$, а также в момент наступления события B может быть произвольным.

Теорема 2. Пусть $\text{rk}[A \mapsto_E B] \doteq \varphi$ и $\mathbf{G}(A \rightarrow (\varphi \leq M))$. Тогда $\text{Lat}[A \mapsto_E B] \leq M$.

Согласно теореме 2, для обоснования оценки M на задержку достаточно построить ранжирующую функцию φ и доказать, что выполнены условия (*Idle*), (*Step*) и $\mathbf{G}(A \rightarrow (\varphi \leq M))$. На практике часто удается построить простые ранжирующие функции и проверить их свойства средствами одношаговой индукции.

Аналогично задержке, вычисление сложной ранжирующей функции может быть сведено к более простым случаям. Однако при комбинировании ранжирующих функций для разных отношений отклика возникает техническая трудность, связанная с неопределенностью поведения функции φ , удовлетворяющей условиям (*Idle*) и (*Step*), вне интервала $A : B$. Пусть, например:

$$\text{rk}[A \mapsto B] \doteq \varphi;$$

$$\text{rk}[B \mapsto C] \doteq \psi.$$

По аналогии с правилом (*Seq*) для задержки, естественно было бы определить ранжирующую функцию для $A \mapsto C$ как $\varphi + \psi$. Однако поведение функции ψ может быть произвольным на интервале от наступления события A до наступления события B (аналогично для функции φ на интервале от B до C). Это не позволяет гарантировать убывания суммы $\varphi + \psi$ на всем интервале от A до C . В таких случаях мы будем доопределять значение функций, пользуясь двумя специальными операторами: \uparrow_X^M и \downarrow_X^M .

Для целочисленной величины φ , условия X и постоянной M определим

$$\varphi \downarrow_X \equiv \varphi \cdot [\neg X];$$

$$\varphi \uparrow_X^M \equiv \varphi \cdot [\neg X] + M \cdot [X].$$

Используя доопределяющие операторы, можно сформулировать правило

$$\text{rk}[A \mapsto_E B] \doteq \varphi;$$

$$\frac{\text{rk}[B \mapsto_E C] \doteq \psi, \quad \mathbf{G}(B \rightarrow (\psi \leq M))}{\text{rk}[A \mapsto_E C] \doteq \varphi \downarrow_{B:C} + \psi \uparrow_{\neg(B:C)}^M} \text{ (Rk-Seq)}.$$

Аналогично (*Rk-Seq*), каждому правилу вывода для задержек можно поставить в соответствие правило для ранжирующих функций. Роль гипотез при выводе выполняют базовые ранжирующие функции, описывающие поведение примитивов. Например, для примитива задержки с входом *i*, выходом *o* и параметром *d* справедливо равенство

$$rk[i.irdy \mapsto (cnt = 0)] \doteq cnt.$$

Повторяя вывод, показанный на рис. 4, можно найти $rk[f.irdy \mapsto f.trdy]$, $rk[d.irdy \mapsto d.trdy]$ и $rk[a.irdy \mapsto a.trdy]$. Из них по формуле, аналогичной (2), получается ранжирующая функция для полного отношения отклика. Далее с помощью индукции можно установить свойства (*Idle*) и (*Step*) и верхнюю границу 50 тактов, тем самым верифицировав оценку (4).

Результаты экспериментов

Описанный метод анализа задержек тестировался на небольших примерах. В табл. 4 сравниваются оценки на задержку обработки пакета *P* в модели на рис. 3, полученные разными методами. Напомним, что общая задержка (от *a* до *h*) ограничена задержками на каналах *f*, *d* и *a* по формуле (1).

Метод ограниченной верификации моделей (Bounded Model Checking — ВМС) исследует всевозможные исполнения модели из начального состояния в течение ограниченного числа тактов и позволяет получить нижнюю оценку задержки. *k*-шаговая индукция рассматривает исполнения модели из произвольного состояния (возможно, ограниченного дополнительными инвариантами [2]) и дает консервативную оценку сверху.

Оценки для ВМС и *k*-индукции можно считать приблизительно равными. Небольшое расхождение обусловлено возникающей синхронизацией состояний различных примитивов (например, внутренних счетчиков задержек и формирователей, текущих значений приоритетов в алгоритмах арбитража и т. д.). Такие эффекты крайне тяжело учесть, не прибегая к полному перебору состояний модели. Более интересны различия между двумя последними столбцами табл. 4. Полная задержка, полученная по правилам вывода, оказывается примерно в 1,5 раза больше оценки другими методами.

Расхождение можно сократить, повышая точность правил распространения, но полного совпадения не будет. Оценка в 50 тактов получена по формуле (1), где время пребывания в каждой точке траектории оценивается по наихудшему случаю. В реальных исполнениях модели наихудший случай реализуется только на подмно-

■ Таблица 4. Сравнение оценок задержки, полученных разными методами

Задержка	ВМС	<i>k</i> -индукция	Правила вывода
f	6	6	6
d	7	8	8
a	13	17	18
a→h	22	34	50

жестве точек траектории, что дает меньшее значение задержки. Например, можно показать, что если в модели на рис. 2, *a* пакет *P* надолго задерживается в очереди *q*₁, то время его прохождения через очередь *q*₂ будет заметно ниже наихудшего.

Интервалы играют важную роль при построении ранжирующих функций. Заметим, что в общем случае схемная реализация предиката *A:B* предполагает введение новых регистровых переменных для вычисления значения оператора **pre**. Наличие дополнительных переменных, не ограниченных инвариантами, может нарушать сходимость метода *k*-шаговой индукции. На практике интервал всегда можно заменить более простым выражением. Например, если *A* устойчиво по отношению к *B*, то (*A:B*) = *A*.

Использование ранжирующих функций должно давать значительный выигрыш по производительности в сложных случаях. Например, для моделей с числом очередей порядка 10–100 оценка ВМС может быть очень далека от точной, а *k*-шаговая индукция не завершается за разумное время. Мы полагаем, что метод ранжирующих функций будет работать на больших моделях, и планируем проверить это экспериментально. Для простых моделей большинство алгоритмов верификации позволяет получить результат за короткое время (порядка нескольких секунд), и сравнение их быстродействия не представляет интереса.

Заключение

Разработан метод анализа задержек в микроархитектурных моделях коммуникационных фабрик. Метод основан на последовательном применении элементарных свойств задержки для вывода все более сложных оценок из простых гипотез, описывающих поведение отдельных примитивов, и протокола передачи данных. Итоговая оценка консервативно предполагает наихудшую возможную задержку в каждой точке анализируемой траектории. Предложен способ построения ранжирующих функций, позволяющий провести быструю верификацию полученной оценки.

Литература

1. Dally W. J., Towles B. Principles and Practices of Interconnection Networks. — Morgan Kaufmann Publishers, 2004. — 550 p.
2. Chatterjee S., Kishinevsky M. Automatic generation of inductive invariants from highlevel microarchitectural models of communication fabrics // Computer Aided Verification'10. LNCS. 2010. Vol. 6174. P. 321–338.
3. Galton A. et al. Temporal Logic. Feb. 2008. <http://plato.stanford.edu/entries/logic-temporal/> (дата обращения: 15.12.2011).
4. McMillan K. L. Interpolation and SAT-based Model Checking // Proc. CAV'03. 2003. P. 1–13.
5. Sheeran M. et al. Checking Safety Properties Using Induction and a SAT-Solver // FMCAD. LNCS. 2000. Vol. 1954. P. 108–125.
6. Bradley A. SAT-based model checking without unrolling // Proc. VMCAI'11. 2011. P. 70–87.
7. Chawdhary A. et al. Ranking Abstractions // Proc. ESOP. 2008. P. 148–162.
8. Готманов А., Кишиневский М., Чэттерджи С. Моделирование и верификация коммуникационных фабрик при проектировании систем на кристалле // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем — 2012: сб. тр. / ИППМ РАН. М., 2012. С. 61–66.

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, САПР 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 подписи обязательны (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 004.032.2: 004.932

АЛГОРИТМ ДЕКОДИРОВАНИЯ КОДОВ С МАЛОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЕТНОСТЬ С БОЛЬШИМ РАСПАРАЛЛЕЛИВАНИЕМ

Ф. И. Иванов,

аспирант

И. В. Жилин,

аспирант

В. В. Зяблов,

доктор техн. наук, профессор

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

Предложена модификация алгоритма декодирования *belief propagation* для кодов с малой плотностью проверок на четность, основанных на матрицах перестановок. Представленный в работе алгоритм имеет векторную реализацию. Приведены результаты моделирования данного алгоритма при передаче кодового слова с помощью двоичной фазовой модуляции по каналу с аддитивным белым гауссовым шумом.

Ключевые слова — МПП-код, векторный декодер, матрица перестановок.

Введение

Двоичные коды с малой плотностью проверок на четность (МПП-коды) были предложены Галлагером [1]. Данные линейные блочные коды задаются с помощью проверочной матрицы \mathbf{H} , характеризующейся относительно малым числом единиц в строках и столбцах. Часто проверочную матрицу \mathbf{H} МПП-кода удобно представлять в виде графа Таннера [2].

Также в работе [1] был предложен итеративный алгоритм декодирования «распространения доверия» (*belief propagation*). Данный алгоритм основан на декодировании по апостериорным вероятностям на выходе канала и требует порядка $O(n \log(n))$ операций, где n — длина кода.

Помимо случайных МПП-кодов нередко используют алгебраические МПП-коды, основанные на матрицах перестановок специального вида [3–7].

В данной работе рассмотрена модификация алгоритма декодирования «распространения доверия» для случая, когда проверочная матрица \mathbf{H} кода с малой плотностью проверок на четность состоит из произвольных матриц перестановок. Основное преимущество данного алгоритма заключается в том, что он имеет параллельную реализацию, работая не с отдельными символами, а с векторами.

Структура проверочной матрицы случайного МПП-кода

Для лучшего понимания изложенного в статье материала мы приведем алгоритм построения проверочной матрицы случайного МПП-кода.

В 1960 г. Р. Галлагер предложил алгоритм генерации проверочной матрицы \mathbf{H} случайного кода с малой плотностью проверок на четность [1]. Ниже приведен алгоритм построения этой матрицы.

Пусть \mathbf{H} — проверочная матрица кода проверки на четность длины n_0 :

$$\mathbf{H}_0 = \underbrace{(\mathbf{1} \ \mathbf{1} \ \dots \ \mathbf{1})}_{n_0}.$$

Запишем блочно-диагональную матрицу \mathbf{H}_m с m проверочными матрицами \mathbf{H}_0 на главной диагонали:

$$\mathbf{H}_m = \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{H}_0 & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{H}_0 \end{pmatrix}}_m,$$

где m достаточно велико. Так как размер матрицы \mathbf{H}_0 равен $1 \times n_0$, то размер матрицы \mathbf{H}_m — $m \times mn_0$.

Пусть $\pi(\mathbf{H}_m)$ — случайная перестановка столбцов матрицы \mathbf{H}_m . Тогда матрица \mathbf{H} , составленная из $l > 2$ таких перестановок в качестве слоев:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \pi_1(\mathbf{H}_m) \\ \vdots \\ \pi_l(\mathbf{H}_m) \end{pmatrix},$$

является разреженной проверочной матрицей размера $ml \times mn_0$, которая определяет ансамбль МПП-кодов Галлагера длины $n = mn_0$. Обозначим этот ансамбль $\varepsilon_G(l, n_0, m)$.

Элементы ансамбля $\varepsilon_G(l, n_0, m)$ получаются путем независимого выбора без возвратов перестановок $\pi_i, i = 1 \dots l$. Все перестановки выбираются равновероятно, таким образом, на ансамбле $\varepsilon_G(l, n_0, m)$ задано равномерное распределение вероятностей.

Проверочная матрица \mathbf{H} МПП-кода Галлагера, построенная указанным выше способом, содержит l единиц в каждом столбце и n_0 единиц в каждой строке. Такие кодовые конструкции называются регулярными (l, n_0) -кодами.

Нижняя оценка на скорость R кода из $\varepsilon_G(l, n_0, m)$ определяется формулой $R \geq 1 - l(1 - R_0)$, где $R_0 = (n_0 - 1)/n_0$ — скорость кода проверки на четность. Таким образом, получим оценку на скорость МПП-кода Галлагера

$$R \geq 1 - \frac{l}{n_0}. \quad (1)$$

Декодирование случайного МПП-кода Галлагера

Для большего понимания алгоритма декодирования МПП-кодов, основанных на матрицах перестановок, который будет рассмотрен ниже, в данном разделе мы напомним классический алгоритм декодирования, предложенный Галлагером [1]. Описанный здесь декодер относится к классу так называемых вероятностных алгоритмов декодирования. На вход алгоритму передается оценка вероятностного распределения символов, полученная из канала, и далее декодер работает с численными значениями вероятностей.

Рассматриваемый декодер МПП-кодов работает с представлением кода в виде фактор-графа, также известного как граф Таннера.

Граф Таннера — это двудольный граф, состоящий из двух подмножеств вершин: вершин-символов (вершин-переменных) и вершин-проверок (рис. 1). Ребро соединяет вершину-переменную и вершину-проверку в том случае, если соответствующая переменная (символ) входит в проверку.

Рассматриваемый алгоритм является итеративным. Каждая итерация состоит из последова-

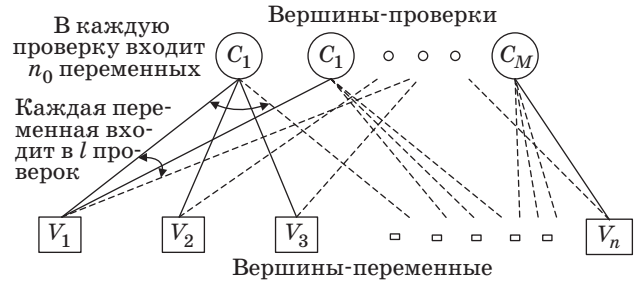


Рис. 1. Граф Таннера регулярного (l, n_0) МПП-кода длины n

тельной обработки сначала данных вершин-проверок, а затем вершин-переменных.

Пусть $1 \leq i \leq n, 1 \leq j \leq M$, где $n = mn_0$ (длина кода), $M = ml$ (количество проверок на четность). Введем некоторые обозначения:

LLR — логарифм отношения правдоподобия (log likelihood ratio);

α_i — знак LLR i -й переменной из канала;

β_i — модуль LLR i -й переменной из канала;

α'_i — вычисленный знак LLR i -й переменной;

β'_i — вычисленный модуль LLR i -й переменной;

γ_{ji} — сообщение от j -й проверки к i -й переменной;

α_{ji} — знак сообщения от i -й переменной к j -й проверке (принимает значения +1 или -1);

β_{ji} — модуль сообщения от i -й переменной к j -й проверке;

$I(j)$ — набор переменных i_k , которые участвуют в проверке j ;

$I(j) \setminus i$ — набор $I(j)$, кроме бита i ;

$J(i)$ — набор проверок, в которых участвует i -я переменная;

$J(i) \setminus j$ — набор $J(i)$, кроме бита j .

Декодер включает в себя следующие шаги.

1. **Инициализацию:** присвоим $\forall j = 1 \dots M: \alpha_{ji}\beta_{ji} = \alpha_i\beta_i$.

2. **Горизонтальный шаг:** вычисление сообщений от вершин-проверок к вершинам-переменным; при использовании LLR оно будет выглядеть следующим образом:

$$\gamma_{ji} = \left(\prod_{i' \in I(j) \setminus i} \alpha_{ji'} \right) \phi \left(\sum_{i' \in I(j) \setminus i} \phi(\beta_{ji'}) \right),$$

где функция

$$\phi(x) = \ln \frac{e^x + 1}{e^x - 1}.$$

3. **Вертикальный шаг:** вычисление сообщений от вершин-переменных к вершинам-проверкам:

$$\alpha'_i\beta'_i = \alpha_i\beta_i + \sum_{j \in J(i)} \gamma_{ji};$$

$$\alpha_{ji}\beta_{ji} = \alpha_i\beta_i + \sum_{j' \in J(i) \setminus j} \gamma_{j'i}.$$

Далее по вычисленным $\alpha_i \beta_i (1 \leq i \leq n)$ строится вектор \mathbf{x} , который является «жестким решением», и проверяется равенство нулю синдрома $\mathbf{H}\mathbf{x}^T$.

Горизонтальный и вертикальный шаги выполняются ограниченное число раз. В случае если все проверки оказались выполнены (синдром равен нулевому вектору), алгоритм может быть остановлен досрочно. Если достигнуто максимальное число итераций, то исполнение алгоритма прерывается и блок считается принятым с ошибкой. Возможны и другие критерии остановки.

Отметим также, что если составить $M \times n$ матрицу

$$\mathbf{H} = \{h_{ji} : h_{ji} = 1 \leftrightarrow i\text{-я переменная входит в } j\text{-ю проверку, } h_{ji} = 0 \text{ иначе}\},$$

то \mathbf{H} будет являться проверочной матрицей МПП-кода. Таким образом, существует взаимно-однозначное отображение между фактор-графом и проверочной матрицей МПП-кода. Данный факт позволяет дать процессу декодирования матричное описание.

МПП-коды, основанные на матрицах перестановок

Определение: Пусть $m, n_0, l \in \mathbb{N}$, причем $n_0 > l, m > ln_0$. Рассмотрим группу P_m матриц перестановок размерности $m, |P_m| = m!$. Выберем ln_0 случайных матриц $\{\mathbf{P}_{ji}\} \in P_m, i = 1 \dots l, j = 1 \dots n_0$. Потребуем также, что если $\mathbf{P}_{ji} = \mathbf{P}_{ks}$, то $j = k, i = s$. Ясно, что такие условия выбора матриц перестановок \mathbf{P}_{ji} соответствуют урновой модели без возвратов. Построим проверочную матрицу \mathbf{H} следующего вида:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{P}_{11} & \dots & \dots & \mathbf{P}_{1n_0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{P}_{l1} & \dots & \dots & \mathbf{P}_{l,n_0} \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Указанный выше способ построения матрицы \mathbf{H} гарантирует, что все матрицы в каждой строке и каждом столбце будут различны. Так как \mathbf{P}_{ji} — квадратная $m \times m$ матрица, то размерность $\mathbf{H} - ml \times mn_0$. \mathbf{H} определяет ансамбль регулярных (l, n_0) -кодов с малой плотностью проверок на четность длины $n = mn_0$, который мы обозначим $\varepsilon_P(l, n_0, m)$. Элементы ансамбля $\varepsilon_P(l, n_0, m)$ получаются путем выбора без возвратов матриц перестановок $\{\mathbf{P}_{ji}\} \in P_m, j = 1 \dots l, i = 1 \dots n_0$. Произвольный код $C \in \varepsilon_P(l, n_0, m)$ назовем *кодом, основанным на матрицах перестановок*.

Как и для произвольного кода из ансамбля $\varepsilon_G(l, n_0, m)$, для кода из $\varepsilon_P(l, n_0, m)$ также справедлива оценка на скорость (1).

Одним из наиболее распространенных на практике и простых по структуре кодов из ан-

самбля $\varepsilon_P(l, n_0, m)$ является квазициклический МПП-код.

Дадим определение ансамбля таких кодов.

Определение: Пусть $l, n_0 \in \mathbb{N}, n_0 > l, \mathbf{I}_{p_{ji}}$ — $m \times m$ матрица p_{ji} -кратного циклического сдвига столбцов единичной $m \times m$ матрицы $\mathbf{I}, 1 \leq j \leq l, 1 \leq i \leq n_0, 1 \leq p_{ji} \leq m$. Построим $l \times n_0$ матрицу \mathbf{H} следующего вида:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{p_{11}} & \dots & \mathbf{I}_{p_{1n_0}} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{I}_{p_{l1}} & \dots & \mathbf{I}_{p_{l,n_0}} \end{pmatrix}.$$

Поскольку размерность $\mathbf{I}_{p_{ji}} - m \times m$, то размерность $\mathbf{H} - ml \times mn_0$. \mathbf{H} определяет ансамбль регулярных (l, n_0) МПП-кодов длины $n = mn_0$. Обозначим этот ансамбль $\varepsilon_Q(l, n_0, m)$. Элементы ансамбля $\varepsilon_Q(l, n_0, m)$ получаются путем равновероятного выбора (возможно, с возвращениями) матриц p_{ij} -кратных циклических сдвигов. Произвольный код $C \in \varepsilon_Q(l, n_0, m)$ назовем квазициклическим МПП-кодом.

Очевидно, что ансамбль $\varepsilon_Q(l, n_0, m)$ является подансамблем ансамбля $\varepsilon_P(l, n_0, m)$. В то же время, поскольку проверочная матрица \mathbf{H} квазициклического МПП-кода полностью определяется набором из ln_0 чисел $p_{ji}, 0 \leq p_{ji} \leq m - 1, 1 \leq j \leq l, 1 \leq i \leq n_0$, то для хранения \mathbf{H} нам достаточно хранить матрицу

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} & \dots & p_{1n_0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ p_{l1} & p_{l2} & \dots & p_{l,n_0} \end{pmatrix}.$$

Хранение данной матрицы вместо \mathbf{H} позволяет существенно оптимизировать процедуру хранения. Поскольку для представления проверочной матрицы \mathbf{H} в форме (2) нам потребовалось бы mln_0 чисел, то достигается m -кратная экономия памяти. Матрицы перестановок \mathbf{P}_{ji} , использованные в (2), для квазициклического МПП-кода являются матрицами p_{ji} -кратного циклического сдвига.

Отметим, что из работ [8, 9] следует, что коды из ансамблей $\varepsilon_P(l, n_0, m), \varepsilon_Q(l, n_0, m)$ и $\varepsilon_G(l, n_0, m)$ при одинаковых параметрах обладают практически одинаковыми корректирующими свойствами.

Вычисление синдрома для МПП-кода, основанного на матрицах перестановок

Пусть $\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{P}_{11} & \dots & \dots & \mathbf{P}_{1n_0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{P}_{l1} & \dots & \dots & \mathbf{P}_{l,n_0} \end{pmatrix}$ — проверочная

матрица регулярного (l, n_0) -кода с малой плотно-

стью проверок на четность, причем размер \mathbf{P}_{ji} , $1 \leq j \leq l$, $1 \leq i \leq n_0$, равен $m \times m$, тогда матрицу \mathbf{H} можно представить в следующем виде:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \pi_{11} & \dots & \dots & \pi_{1n_0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \pi_{1l} & \dots & \dots & \pi_{l, n_0} \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где π_{ji} — перестановка, соответствующая матрице \mathbf{P}_{ji} .

Поскольку длина МПП-кода с проверочной матрицей \mathbf{H} равна $n = mn_0$, то кодовое слово $\mathbf{c} = (c_1, c_2, \dots, c_n)$, $c_i \in GF(2)$, можно представить в следующем виде:

$$\mathbf{c} = (\bar{c}_1, \bar{c}_2, \dots, \bar{c}_{n_0}), \quad (4)$$

где \bar{c}_i — двоичный вектор длины m . Напомним, что синдром \mathbf{S} для принятого слова \mathbf{u} вычисляется по формуле $\mathbf{S} = \mathbf{H}\mathbf{u}^T$, причем $\mathbf{S} = \mathbf{0}$ тогда и только тогда, когда \mathbf{u} является кодовым словом.

Пусть проверочная матрица задана соотношением (3), а принятое слово \mathbf{u} — соотношением (4), тогда \mathbf{u} является кодовым тогда и только тогда, когда

$$\begin{pmatrix} \pi_{11} & \dots & \dots & \pi_{1n_0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \pi_{1l} & \dots & \dots & \pi_{l, n_0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{y}}_1 \\ \dots \\ \bar{\mathbf{y}}_{n_0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \dots \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}.$$

Последнее соотношение эквивалентно следующей системе из l уравнений:

$$\begin{cases} \pi_{11}(\bar{\mathbf{y}}_1) + \pi_{12}(\bar{\mathbf{y}}_2) + \dots + \pi_{1n_0}(\bar{\mathbf{y}}_{n_0}) = \mathbf{0} \\ \dots \\ \pi_{l1}(\bar{\mathbf{y}}_1) + \pi_{l2}(\bar{\mathbf{y}}_2) + \dots + \pi_{ln_0}(\bar{\mathbf{y}}_{n_0}) = \mathbf{0} \end{cases}.$$

Таким образом, доказано следующее утверждение.

Вектор $\bar{\mathbf{y}} = (\bar{\mathbf{y}}_1, \bar{\mathbf{y}}_2, \dots, \bar{\mathbf{y}}_{n_0})$, где $\bar{\mathbf{y}}_i$ — двоичный вектор длины m , является кодовым словом кода с малой плотностью проверок на четность длины $n = mn_0$, задаваемого проверочной матрицей (3), тогда и только тогда, когда выполняется l соотношений

$$\sum_{i=1}^{n_0} \pi_{ji}(\bar{\mathbf{y}}_i) = \mathbf{0}, \quad j = 1 \dots l.$$

Как следует из утверждения, для МПП-кода, основанного на матрицах перестановок, вычисление синдрома ошибки имеет векторный характер: в вычислениях используются не отдельные символы принятого слова, а блоки длины m .

Декодирование МПП-кодов, основанных на матрицах перестановок

Предлагаем модификацию алгоритма belief propagation для кодов с малой плотностью проверок на четность, основанных на матрицах перестановок. Основная идея предложенной модификации заключается в одновременной обработке m символов принятого слова (т. е. алгоритм работает с векторами длины m), в то время как классический алгоритм belief propagation не предусматривает такую возможность. Векторный характер декодирования принятого слова, как будет показано, позволяет распараллелить алгоритм декодирования в m раз, что существенно отразится на скорости обработки данных.

Как и при декодировании случайного МПП-кода Галлагера, на вход алгоритму передается оценка вероятностного распределения символов, полученная из канала. Данная оценка представляет из себя вектор длины n LLR, т. е. $\mathbf{LLR} \in R^n$. Так как $n = mn_0$, то для LLR справедливо представление (4)

$$\mathbf{LLR} = (\bar{\mathbf{L}}_1, \bar{\mathbf{L}}_2, \dots, \bar{\mathbf{L}}_{n_0}),$$

причем $\bar{\mathbf{L}}_i \in R^m$, $1 \leq i \leq n_0$.

Выше было введено множество $I(j)$ — набор переменных $\{v_1^{(j)}, v_2^{(j)}, \dots, v_{n_0}^{(j)}\}$, участвующих в j -й проверке, и множество $J(i)$ — набор проверок $\{c_1^{(i)}, c_2^{(i)}, \dots, c_l^{(i)}\}$, в которые входит i -я переменная. Рассмотрим произвольный вектор $\bar{\mathbf{L}}_i \in R^m$. Так как размерность $\bar{\mathbf{L}}_i$ равна m , а матрицы \mathbf{P}_{1i} , \mathbf{P}_{2i} , ..., \mathbf{P}_{li} — $m \times m$ матри-

цы перестановок (т. е. содержат ровно 1 единицу в каждой строке и каждом столбце), то $\bar{\mathbf{L}}_i$ участвует в ml различных проверках. Таким образом, $|J(\bar{\mathbf{L}}_i)| = ml$. Полученное равенство позволяет нам сделать вывод о том, что элементы $\bar{\mathbf{L}}_i$ участвуют во всех проверках. Таким образом, при декодировании нам не требуется искать $J(\bar{\mathbf{L}}_i)$ для каждого вектора $\bar{\mathbf{L}}_i$. Проводя аналогичные рассуждения, можно показать, что в m проверках участвуют mn_0 переменных, поэтому вычисление $I(j)$ для каждой j -й проверки также не требуется.

Введем необходимые обозначения:

$\mathbf{LLR} = (\bar{\mathbf{L}}_1, \bar{\mathbf{L}}_2, \dots, \bar{\mathbf{L}}_{n_0})$ — принятый из канала вектор логарифмов отношения правдоподобия, причем $\bar{\mathbf{L}}_i \in R^m$, $\bar{\mathbf{L}}_i = (l_1^i, l_2^i, \dots, l_m^i)$, $1 \leq i \leq n_0$;

$\bar{\alpha}_i$ — вектор знаков (+1 или -1) вектора $\bar{\mathbf{L}}_i$, полученного из канала, т. е. $\bar{\alpha}_i = \text{sign}(\bar{\mathbf{L}}_i) = (\alpha_1^i, \alpha_2^i, \dots, \alpha_m^i)$, где $\alpha_t^i = \text{sign}(l_t^i)$, $t = 1 \dots m$;

$\bar{\beta}_i$ — вектор модулей вектора $\bar{\mathbf{L}}_i$, полученного из канала, т. е. $\bar{\beta}_i = |\bar{\mathbf{L}}_i| = (\beta_1^i, \beta_2^i, \dots, \beta_m^i)$, где $\beta_t^i = |l_t^i|$, $t = 1 \dots m$;

$\bar{\alpha}'_i$ — вычисленный вектор знаков для вектора $\bar{\mathbf{L}}_i$;

$\bar{\beta}'_i$ — вычисленный вектор модулей для вектора $\bar{\mathbf{L}}_i$;

$\bar{\gamma}_{ji}$ — вектор сообщений от j -й группы из m проверок к $\bar{\mathbf{L}}_i$;

$\bar{\alpha}_{ji}$ — вектор знаков (покомпонентный) сообщений от переменных $\bar{\mathbf{L}}_i$ к j -й группе из m проверок;

$\bar{\beta}_{ji}$ — вектор модулей (покомпонентный) сообщений от переменных $\bar{\mathbf{L}}_i$ к j -й группе из m проверок.

Изложенный ниже алгоритм декодирования применим только для МПП-кодов, основанных на матрицах перестановок, и работает с проверочной матрицей, представленной в форме (3):

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \pi_{11} & \dots & \dots & \pi_{1n_0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \pi_{l1} & \dots & \dots & \pi_{l,n_0} \end{pmatrix}.$$

Декодирование включает в себя следующие шаги.

1. *Начальную проверку*: по принятому из канала вектору $\mathbf{LLR} = (\bar{\mathbf{L}}_1, \bar{\mathbf{L}}_2, \dots, \bar{\mathbf{L}}_{n_0})$ строится «жесткое решение» \mathbf{x} , вычисляется синдром \mathbf{Hx}^T согласно алгоритму, описанному в предыдущем разделе. Если синдром равен нулевому вектору, то декодирование прекращается и \mathbf{x} является результатом выполнения алгоритма, иначе переходим к шагу 2.

2. *Инициализацию*: строим матрицы \mathbf{A} и \mathbf{B} по правилу

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \bar{\alpha}_{11} & \bar{\alpha}_{12} & \dots & \bar{\alpha}_{1,n_0-1} & \bar{\alpha}_{1n_0} \\ \bar{\alpha}_{21} & \bar{\alpha}_{22} & \dots & \bar{\alpha}_{2,n_0-1} & \bar{\alpha}_{2n_0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \bar{\alpha}_{l1} & \bar{\alpha}_{l2} & \dots & \bar{\alpha}_{l,n_0-1} & \bar{\alpha}_{l,n_0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \pi_{11}(\text{sign}(\bar{\mathbf{L}}_1)) & \pi_{12}(\text{sign}(\bar{\mathbf{L}}_2)) & \dots & \pi_{1,n_0-1}(\text{sign}(\bar{\mathbf{L}}_{n_0-1})) & \pi_{1n_0}(\text{sign}(\bar{\mathbf{L}}_{n_0})) \\ \pi_{21}(\text{sign}(\bar{\mathbf{L}}_1)) & \pi_{22}(\text{sign}(\bar{\mathbf{L}}_2)) & \dots & \pi_{2,n_0-1}(\text{sign}(\bar{\mathbf{L}}_{n_0-1})) & \pi_{2n_0}(\text{sign}(\bar{\mathbf{L}}_{n_0})) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \pi_{l1}(\text{sign}(\bar{\mathbf{L}}_1)) & \pi_{l2}(\text{sign}(\bar{\mathbf{L}}_2)) & \dots & \pi_{l,n_0-1}(\text{sign}(\bar{\mathbf{L}}_{n_0-1})) & \pi_{l,n_0}(\text{sign}(\bar{\mathbf{L}}_{n_0})) \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} \bar{\beta}_{11} & \bar{\beta}_{12} & \dots & \bar{\beta}_{1,n_0-1} & \bar{\beta}_{1n_0} \\ \bar{\beta}_{21} & \bar{\beta}_{22} & \dots & \bar{\beta}_{2,n_0-1} & \bar{\beta}_{2n_0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \bar{\beta}_{l1} & \bar{\beta}_{l2} & \dots & \bar{\beta}_{l,n_0-1} & \bar{\beta}_{l,n_0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \pi_{11}(|\bar{\mathbf{L}}_1|) & \pi_{12}(|\bar{\mathbf{L}}_2|) & \dots & \pi_{1,n_0-1}(|\bar{\mathbf{L}}_{n_0-1}|) & \pi_{1n_0}(|\bar{\mathbf{L}}_{n_0}|) \\ \pi_{21}(|\bar{\mathbf{L}}_1|) & \pi_{22}(|\bar{\mathbf{L}}_2|) & \dots & \pi_{2,n_0-1}(|\bar{\mathbf{L}}_{n_0-1}|) & \pi_{2n_0}(|\bar{\mathbf{L}}_{n_0}|) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \pi_{l1}(|\bar{\mathbf{L}}_1|) & \pi_{l2}(|\bar{\mathbf{L}}_2|) & \dots & \pi_{l,n_0-1}(|\bar{\mathbf{L}}_{n_0-1}|) & \pi_{l,n_0}(|\bar{\mathbf{L}}_{n_0}|) \end{pmatrix}.$$

3. *Горизонтальный шаг*: строим матрицу $l \times n_0$ сообщений от j -й группы проверок к i -му вектору переменных:

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{pmatrix} \bar{\gamma}_{11} & \dots & \bar{\gamma}_{1,n_0-1} & \bar{\gamma}_{1n_0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \bar{\gamma}_{l1} & \dots & \bar{\gamma}_{l,n_0-1} & \bar{\gamma}_{l,n_0} \end{pmatrix},$$

где $\bar{\gamma}_{ji} = \left(\prod_{\substack{t=1 \\ t \neq i}}^{n_0} \bar{\alpha}_{jt} \right) \cdot \bar{\Phi} \left(\sum_{\substack{t=1 \\ t \neq i}}^{n_0} \bar{\Phi}(\bar{\beta}_{jt}) \right)$, причем отображение $\bar{\Phi}: R^m \rightarrow R^m$ имеет следующий вид: $\bar{\Phi}(\bar{\mathbf{x}}) = \ln \left(\frac{e^{\bar{\mathbf{x}}} + 1}{e^{\bar{\mathbf{x}}} - 1} \right)$.

4. *Вертикальный шаг*: вычисление сообщений от i -го вектора переменных к j -й группе проверок:

$$\bar{\alpha}_i \bar{\beta}'_i = \bar{\alpha}_i \bar{\beta}_i + \sum_{t=1}^l \pi_{ti}^{-1}(\bar{\gamma}_{ti});$$

$$\bar{\alpha}_j \bar{\beta}_j = \pi_{ji} \left(\bar{\alpha}_i \bar{\beta}'_i + \sum_{\substack{t=1 \\ t \neq j}}^l \pi_{ti}^{-1}(\bar{\gamma}_{ti}) \right).$$

5. *Вычисление синдрома*: по вычисленным $\bar{\alpha}_i \bar{\beta}'_i$, $1 \leq i \leq n_0$, строится «жесткое решение» \mathbf{x} и вычисляется синдром \mathbf{S} ; если $\mathbf{S} = \mathbf{0}$, то декодирование прекращается и \mathbf{x} считается результатом работы декодера. Если синдром не нулевой, то возвращается на шаг 3.

Вертикальный и горизонтальный шаги выполняются ограниченное число раз. Если достигнуто максимальное число итераций, то алгоритм прерывается и блок считается принятым с ошибкой.

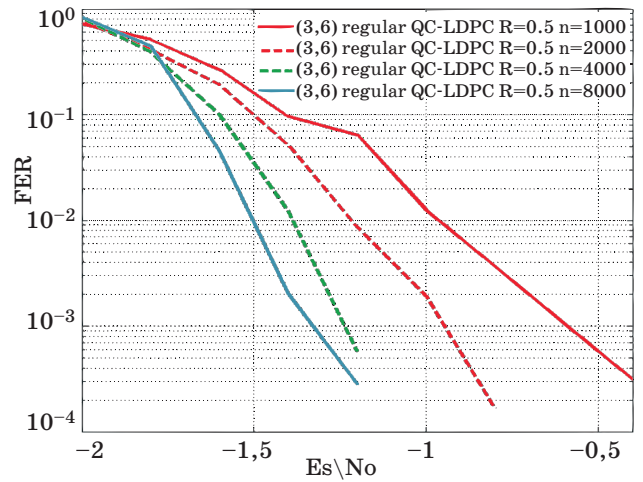
Описанный выше алгоритм оперирует только с векторами длины m , не обращая явно к отдельным символам. Таким образом, процесс декодирования можно осуществлять параллельно для m символов.

Результаты имитационного моделирования

Для практической реализации описанного в статье алгоритма декодирования МПП-кодов, основанных на матрицах перестановок, была написана функция для MatLab. Для рассмотренного в работе декодера производилось имитационное моделирование с использованием среды MatLab. Передача данных осуществлялась по каналу с аддитивным белым гауссовым шумом и двоичной фазовой модуляцией. Максимальное число итераций ограничивалось 50. В качестве МПП-кодов, основанных на матрицах перестановок, были выбраны квазициклические коды QC-LDPC.

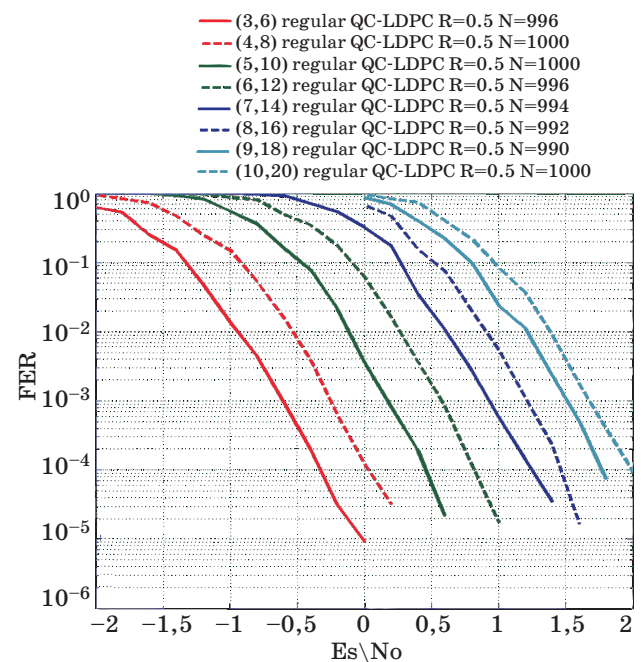
Результаты моделирования 4 кодов различных длин из ансамбля $\epsilon_Q(l, n_0, m)$ при фиксированном числе слоев и столбцов и скорости представлены на рис. 2. Из рисунка следует, что энергетический выигрыш при использовании кода длины 2000 по сравнению с кодом длины 1000 составляет около 0,35 дБ (по уровню вероятности ошибки на блок 10^{-3}); в то же время при переходе от длины 2000 к 4000 выигрыш составляет уже порядка 0,3 дБ при аналогичном уровне вероятности ошибки; увеличение длины кода от 4000 к 8000 уже практически не улучшает корректирующих свойств (выигрыш менее 0,1 дБ).

Результаты моделирования 8 квазициклических кодов длин $N_i \sim 1000$ при фиксированной скорости и различном числе слоев l представлены

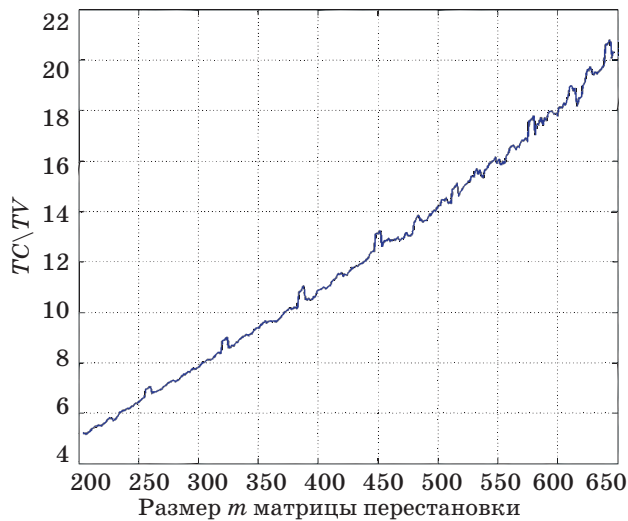


■ Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки на блок (FER) от отношения сигнал/шум на кодированный бит (E_s/N_0) для регулярных квазициклических МПП-кодов при различных длинах n

на рис. 3. Как следует из рисунка, наилучшими корректирующими свойствами обладает код с наименьшим числом слоев $l = 3$. Переход от $l = 3$ к $l = 4$ приводит к энергетическому проигрышу порядка 0,3 дБ (по уровню вероятности ошибки на блок 10^{-4}). Дальнейшее увеличение l также приводит к ухудшению корректирующих свойств кода, хотя при $l > 6$ ухудшение становится незначительным.



■ Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки на блок (FER) от отношения сигнал/шум на кодированный бит (E_s/N_0) для регулярных квазициклических МПП-кодов при различном числе слоев l



■ **Рис. 4.** Зависимость отношения TC/TV (TC — время декодирования классическим алгоритмом belief propagation, TV — время декодирования векторным belief propagation) от m для (3, 6) регулярного квазициклического МПП-кода при отношении сигнал/шум на бит $E_s/N_0 = 2$ дБ

В то же время из работ [1, 9, 10] следует, что увеличение l при фиксированной длине кода n и его скорости R приводит к увеличению минимального кодового расстояния d . Следовательно, чем больше число слоёв l , тем меньшую часть

доли исправляемых ошибок реализует алгоритм belief propagation.

Таким образом, belief propagation хорошо работает только с кодами с наилучшими потенциальными корректирующими свойствами.

Вывод о том, что предложенный в статье алгоритм декодирования уже при сравнительно небольших m даёт выигрыш по времени декодирования минимум в 5 раз по сравнению с декодером, предложенным в работе [1], позволяет сделать рис. 4. Отметим, что моделирование обоих алгоритмов проводилось в среде MatLab. При $m = 600$ векторный алгоритм декодирования работает примерно в 20 раз быстрее классического belief propagation. При этом следует отметить практически линейную зависимость отношения TC/TV от m .

Заключение

Предложен векторный алгоритм декодирования МПП-кодов, основанных на матрицах перестановок. Для декодера осуществляется распараллеливание в m раз, где m достаточно велико. Данный подход позволяет существенно увеличить скорость декодирования. Поскольку к современным сигнально-кодовым конструкциям предъявляются достаточно жесткие требования по скорости обработки и передачи данных, то построенный декодер может иметь практическую ценность.

Литература

1. Галлагер Р. Дж. Коды с малой плотностью проверок на четность. — М.: Мир, 1966. — 90 с.
2. Tanner M. A. Recursive Approach to Low Complexity Codes // IEEE Trans. Inform. Theory. 1981. Vol. 27. N. 5. P. 533–547.
3. Fossorier P. C. Quasi-cyclic low-density parity-check codes from circulant permutation matrices // IEEE Trans. Inform. Theory. 2004. Vol. 50. N. 8. P. 1788–1793.
4. Lu J., Moura M. F., Niesen U. Grouping-and-shifting designs for structured LDPC codes with large girth // Proc. of IEEE Intern. Symp. on Information Theory (ISIT'04). 2004. P. 236.
5. Gabidulin E., Moinian A., Honary B. Generalized construction of quasi-cyclic regular LDPC codes based on permutation matrices // Proc. of IEEE Intern. Symp. on Information Theory (ISIT'06). 2006. P. 679–683.
6. Ivanov F. I., Zyablov V. V., Potapov V. G. Low-Density Parity-Check Codes Based on Galois Field // Information Processes. 2012. Vol. 12. N. 1. P. 68–83.
7. Иванов Ф. И., Зяблов В. В., Потапов В. Г. Оценка минимальной длины циклов квазициклических регулярных кодов с малой плотностью проверок на четность // Информационно-управляющие системы. 2012. № 3. С. 42–45.
8. Иванов Ф. И., Зяблов В. В., Потапов В. Г. Сравнение различных конструкций двоичных МПП-кодов, построенных на основе матриц перестановок // Информационные процессы. 2012. Т. 12. № 1. С. 31–52.
9. Шридхаран А. и др. О минимальном расстоянии низкоплотностных кодов с проверочными матрицами, составленными из перестановочных матриц // Проблемы передачи информации. 2005. Т. 41. № 1. С. 39–52.
10. Зяблов В. В., Пинскер М. С. Оценка сложности исправления ошибок низкоплотностными кодами Галлагера // Проблемы передачи информации. 1975. Т. 11. № 1. С. 23–36.

УДК 681.518.5

ДИАГНОСТИРОВАНИЕ СИСТЕМ С ФАЗОВРАЩАТЕЛЬНЫМИ И БИСИНГУЛЯРНЫМИ ПЕРЕДАТОЧНЫМИ ФУНКЦИЯМИ

Л. А. Мироновский,

доктор техн. наук, профессор

Т. Н. Соловьева,

ассистент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматриваются классы линейных динамических систем, характеризующихся высокой кратностью сингулярных чисел ганкелева оператора: фазовращательные, моносингулярные и бисингулярные. Для каждого класса предлагаются алгоритмы диагностирования по амплитудно-частотной характеристике.

Ключевые слова — контроль, диагностика, фазовращатель, ганкелевы сингулярные числа, бисингулярная система.

Введение

Техническая диагностика динамических систем представляет собой самостоятельное научное направление, имеющее большое значение для всех областей техники. Своевременное обнаружение дефектов и неисправностей позволяет предупреждать аварийные ситуации в информационно-измерительных, электрических, механических и других системах.

К настоящему времени известно большое количество методов диагностики параметрических дефектов, которые могут применяться как в рабочих, так и в тестовых режимах [1–5]. Условно их можно разделить на две группы.

Первая группа включает методы, рассчитанные на широкий круг объектов и неисправностей. Достоинство методов этой группы — их универсальность, недостаток — большие аппаратные и иные затраты на организацию контроля и диагностики.

Вторая группа включает узкоспециализированные методы, учитывающие индивидуальные особенности проверяемых объектов, режимов их работы, априорную информацию о возможных дефектах. Как правило, они гораздо экономичней и эффективней методов первой группы, но имеют ограниченную область применения, часто являются пригодными только для данной установки или схемы.

Важной задачей является достижение компромисса между этими двумя подходами путем

разработки методов диагностирования, ориентированных на отдельные классы объектов и дефектов, которые можно описать типовыми математическими моделями. В теории управления и теории систем изучены различные классы линейных моделей, такие как минимально-фазовые, позитивные, симметрично-реализуемые и др.

В настоящей статье исследуются три разновидности линейных систем: фазовращательные, моносингулярные и бисингулярные. Решаются задачи обнаружения дефектов, выводящих объект диагностирования из заданного класса, и задачи диагностирования дефектов, не выводящих объект из заданного класса. Предлагаются соответствующие алгоритмы.

Определение и свойства фазовращательных, моносингулярных и бисингулярных систем

Дадим определение и укажем некоторые свойства для каждого из рассматриваемых классов линейных динамических систем (ЛДС).

Фазовращательной (или фазосдвигающей) называется система, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которой тождественно равна единице. Кратко такие системы называют фазовращателями (ФВ) [6].

Для скалярного ФВ порядка n передаточная функция (ПФ) может быть представлена в виде

$$\Phi(p) = s \frac{A(-p)}{A(p)}, \quad (1)$$

где $s = \pm 1$; $A(p)$ — полином порядка n . Таким образом, ПФ ФВ с точностью до знака определяется характеристическим полиномом.

Отметим некоторые свойства фазовращательных систем [7].

1. Амплитудно-фазовая характеристика ФВ представляет собой единичную окружность (рис. 1).

2. Нули и полюсы фазовращательной системы на комплексной плоскости расположены симметрично относительно мнимой оси.

3. Любой ФВ, охваченный обратной связью с коэффициентом k , находится на границе устойчивости, если и только если $k = \pm 1$.

4. Устойчивый ФВ, охваченный обратной связью, сохраняет устойчивость при $|k| < 1$ и является антиустойчивым при $|k| > 1$.

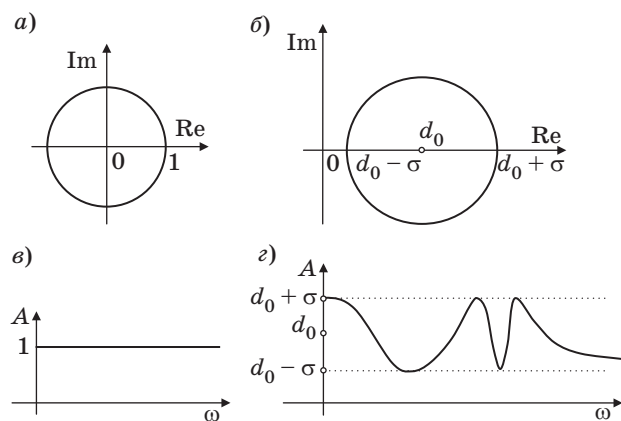
5. Если полюсы ФВ лежат как в левой, так и в правой полуплоскости, путем замыкания обратной связи невозможно добиться устойчивости системы.

Первые два свойства ФВ являются очевидными. Свойства 3–5 основаны на следующем утверждении.

Лемма. Пусть $A(p) = a_0 + a_1p + a_2p^2 + a_3p^3 + a_4p^4 + a_5p^5 + \dots + p^n$ — гурвицев полином, $A_2(p) = \frac{1}{2}(A(p) + A(-p)) = a_0 + a_2p^2 + a_4p^4 + \dots$ — его «четная» часть, $A_1(p) = \frac{1}{2}(A(p) - A(-p)) = a_1p + a_3p^3 + a_5p^5 + \dots$ — «нечетная» часть. Тогда корни полиномов $A_2(p)$ и $A_1(p)$ лежат на мнимой оси.

Доказательство:

Согласно критерию Гурвица, все корни полинома $A(p)$, $a_0 > 0$, лежат в левой полуплоскости, если и только если n определителей Гурвица положительны:



■ Рис. 1. Частотные характеристики ФВ (а, е) и моносингулярной системы (б, з)

$$\Delta_j = \begin{vmatrix} a_1 & a_0 & 0 & \dots & 0 \\ a_3 & a_2 & a_1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{2j-1} & a_{2j-2} & a_{2j-3} & \dots & a_j \end{vmatrix} > 0,$$

где $a_m = 0$ при $m > j$, $j = \overline{1, n}$.

Определители Гурвица для полинома

$$A(p) + kA(-p) \quad (2)$$

будут иметь вид

$$\bar{\Delta}_j = (1+k)^{\lambda_1} (1-k)^{\lambda_2} \Delta_j,$$

где $\lambda_1 = \lambda_2 = \frac{j}{2}$, если j — четное; $\lambda_1 = \frac{j-1}{2}$, $\lambda_2 = \frac{j+1}{2}$, если j — нечетное.

Все определители $\bar{\Delta}_j$ положительны только при $|k| < 1$, следовательно, при этом значении коэффициента все корни полинома (2) лежат в левой полуплоскости. Заменяя в (2) p на $-p$, получаем, что все корни полинома (2) лежат в правой полуплоскости только при $|k| > 1$. Из соображений непрерывности следует, что корни (2) лежат на мнимой оси, если и только если $k = \pm 1$. Подставляя эти значения k в (2), получаем: при $k = -1$ $A(p) = 2A_1(p)$, при $k = 1$ $A(p) = 2A_2(p)$, следовательно, корни полиномов $A_1(p)$ и $A_2(p)$ лежат на мнимой оси. Лемма доказана.

Определения моносингулярных и бисингулярных систем базируются на понятии сингулярных чисел ганкелева оператора ЛДС. Ганкелевы сингулярные числа (ГСЧ) играют важную роль в современной теории линейных систем управления. Классический способ определения ГСЧ основан на рассмотрении грамианов управляемости и наблюдаемости ЛДС.

Пусть устойчивая ЛДС с одним входом и одним выходом задана описанием в пространстве состояний:

$$\dot{x} = Ax + bu, y = cx, \quad (3)$$

где $x \in \mathbb{R}^n$ — вектор переменных состояния; $u, y \in \mathbb{R}$ — входной и выходной сигналы; A, b, c — постоянные матрицы размеров $n \times n$, $n \times 1$ и $1 \times n$ соответственно.

Грамианами управляемости и наблюдаемости системы (3) соответственно называются квадратные матрицы

$$W_c = \int_0^\infty e^{At} b b^T e^{A^T t} dt;$$

$$W_o = \int_0^\infty e^{A^T t} c^T c e^{At} dt.$$

Собственные числа произведения грамианов $W_c W_o$ не зависят от выбора базиса в пространстве состояний. Если система устойчива, управляема и наблюдаема, то все они вещественны и положи-

тельны. Арифметические корни из них называются ганкелевыми сингулярными числами $\sigma_1, \dots, \sigma_n$.

Особый интерес представляют системы с кратными ГСЧ [8].

Системы, все ГСЧ которых равны между собой, $\sigma_1 = \sigma_2 = \dots = \sigma_n = \sigma$, называются *моносингулярными*.

Передаточная функция конечномерной моносингулярной системы может быть представлена в виде

$$Q(p) = \frac{B(p)}{A(p)} = \pm \sigma \frac{A(-p)}{A(p)} + d_0 = \sigma \Phi(p) + d_0, \quad (4)$$

где d_0 — константа.

Амплитудно-фазовая характеристика моносингулярной системы — окружность радиуса σ с центром в точке d_0 , а АЧХ заключена в коридоре шириной 2σ (рис. 1, б, з).

Моносингулярную систему, для которой константа d_0 в разложении (4) равна нулю, будем называть *центрированной*.

При $\sigma = 1, d_0 = 0$ моносингулярная система представляет собой ФВ. Таким образом, ФВ являются частным случаем моносингулярных систем. Все ГСЧ ФВ равны единице.

Любая моносингулярная система может быть построена до ФВ введением прямой связи и установкой соответствующего коэффициента усиления.

Перейдем к рассмотрению более сложного класса систем.

Системы, ГСЧ которых принимают два различных значения σ_1, σ_2 , называются *бисингулярными*.

Отметим некоторые свойства бисингулярных систем.

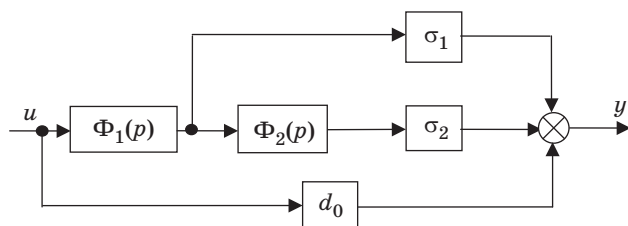
1. Передаточная функция бисингулярной системы может быть представлена в виде [9]

$$Q(p) = \frac{B(p)}{A(p)} = d_0 + \sigma_1 \Phi_1(p) + \sigma_2 \Phi_2(p), \quad (5)$$

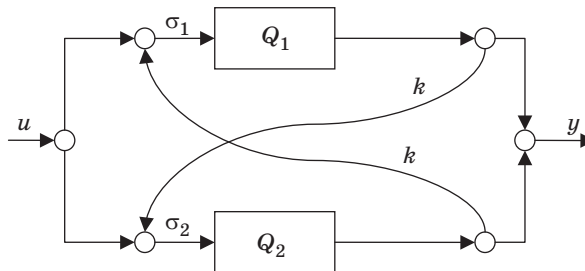
где $\Phi_2(p) = \pm \frac{A(-p)}{A(p)}$.

Соответствующая структурная реализация показана на рис. 2.

2. Амплитудно-частотная характеристика центрированной бисингулярной системы заключена



■ Рис. 2. Фазовая декомпозиция бисингулярной системы



■ Рис. 3. Блочнo-сбалансированная декомпозиция бисингулярной системы

в определенном коридоре, ширина которого определяется значениями ГСЧ.

3. Бисингулярная система может быть представлена в виде соединения двух моносингулярных подсистем согласно структурной схеме, представленной на рис. 3. Такая реализация называется *блочнo-сбалансированной* [10].

Коэффициент перекрестных обратных связей схемы определяется формулой $k = \frac{-1}{s_1 \sigma_1 + s_2 \sigma_2}$,

где параметры s_1 и s_2 принимают значения ± 1 . Подсистемы Q_1 и Q_2 представляют собой фазовращательные системы, охваченные обратной связью с коэффициентом ± 1 .

Диагностирование фазовращательных и моносингулярных систем

Наиболее простым способом контроля фазовращательных систем является проверка АЧХ на равенство единице на нескольких частотах (рис. 1, в).

Однако могут возникать неисправности, которые не выводят систему из класса фазовращательных. Контроль таких дефектов может производиться по амплитудно-фазовой характеристике. Для этого нужно измерить значения фазы на нескольких тестовых частотах и сравнить их с номинальными. Более сложной является задача диагностики дефектов.

Ниже предлагается алгоритм, позволяющий произвести частичную идентификацию фазовращательных систем и тем самым решить задачу диагностики.

Основная идея алгоритма состоит в следующем. Пусть ФВ с ПФ (1) охвачен прямой связью с коэффициентом ± 1 . Результирующая ПФ имеет вид $Q(p) = \frac{A(-p) \pm A(p)}{A(p)}$. В зависимости от по-

рядка ПФ числитель $Q(p)$ будет содержать только четные или только нечетные степени p . Согласно лемме, нули $Q(p)$ будут располагаться на мнимой оси, следовательно, им будут соответствовать ча-

стоты, на которых АЧХ обращается в ноль. Таким образом, может быть произведена идентификация одной из частей (четной или нечетной) характеристического полинома $A(p)$ с точностью до общего множителя. Можно показать, что корням второй части $A(p)$ соответствуют частоты, на которых АЧХ $Q(p)$ принимают максимальное значение.

Алгоритм 1. Диагностика параметрических дефектов ФВ.

Шаг 1. На основе известной ПФ исправного ФВ (1) получить полиномы $A_1(p) = A(p) + A(-p)$ и $A_2(p) = A(p) - A(-p)$.

Шаг 2. Ввести в систему прямую связь с коэффициентом s .

Шаг 3. Найти минимумы z_1, \dots, z_r и максимумы h_1, \dots, h_v АЧХ системы, полученной на шаге 2.

Шаг 4. Сформировать полиномы

$$\tilde{A}_1(p) = (p^2 + z_1^2) \dots (p^2 + z_r^2)$$

и

$$\tilde{A}_2(p) = p(p^2 + h_1^2) \dots (p^2 + h_v^2).$$

Шаг 5. Сравнить коэффициенты нормированных полиномов $A_1(p)$ и $A_2(p)$ с коэффициентами полиномов $\tilde{A}_1(p)$ и $\tilde{A}_2(p)$. Если отклонения коэффициентов в пределах допустимых — объект исправен. Иначе — произвести локализацию дефекта на основании параметрической записи ПФ.

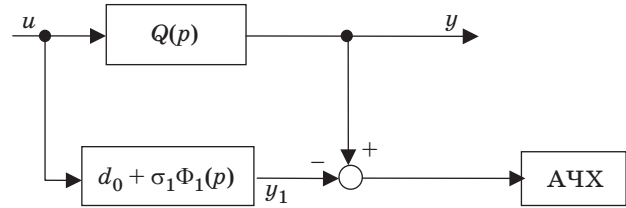
Описанный метод также может быть использован для идентификации мнимых и действительных нулей любой ЛДС.

Способы диагностирования фазовращательных систем могут применяться и для моносингулярных систем.

Диагностирование бисингулярных систем

Рассмотрим два способа диагностирования бисингулярных систем. В обоих случаях основой для проверки принадлежности объекта диагностирования к классу бисингулярных систем является его структурное преобразование к ФВ. Для этого могут быть использованы две декомпозиции бисингулярных систем: фазовая (см. рис. 2) и блочно-сбалансированная (см. рис. 3).

Способ 1. Для преобразования бисингулярной системы к фазовращательной на основе фазовой декомпозиции требуется устранить два первых слагаемых в разложении (5). С точки зрения структурной схемы это означает, что параллельно проверяемой бисингулярной системе нужно подключить корректирующее звено с ПФ $-d_0 - \sigma_1\Phi_1(p)$ (рис. 4). Такая схема будет соответствовать центрированной моносингулярной системе с ПФ $\sigma_2\Phi_2(p)$. Ее АЧХ должна иметь вид горизонтальной прямой на уровне σ_2 , что легко поддается инструментальному контролю.



■ Рис. 4. Контроль бисингулярной системы по фазовой декомпозиции

Преимуществом такого способа диагностирования перед контролем дублированием является то, что размерность используемых корректирующих звеньев существенно меньше размерности проверяемого объекта.

Алгоритм 2. Контроль бисингулярных систем по фазовой декомпозиции.

Шаг 1. На основе ПФ исправной системы получить фазовое разложение. Выделить два первых слагаемых $d_0 + \sigma_1\Phi_1(p)$.

Шаг 2. Параллельно объекту диагностирования подключить корректирующее звено с ПФ $d_0 + \sigma_1\Phi_1(p)$.

Шаг 3. Экспериментально получить АЧХ системы, построенной на шаге 2.

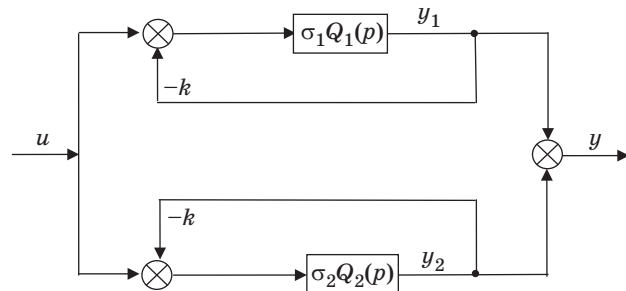
Шаг 4. Если АЧХ постоянна, то объект исправен, иначе — объект неисправен.

Способ 2. Этот способ контроля принадлежности объекта диагностирования к классу бисингулярных основан на блочно-сбалансированной декомпозиции (см. рис. 3). Замыкая обратную связь с коэффициентом $-k$, получаем структурную схему, состоящую из двух параллельных ветвей (рис. 5).

Устранив одну из ветвей подключением параллельного корректирующего звена, получим моносингулярную систему, которую введением прямой связи можно сделать центрированной.

Алгоритм 3. Контроль бисингулярных систем по блочно-сбалансированной декомпозиции.

Шаг 1. Получить представление исправного бисингулярного объекта согласно схеме (см. рис. 3). Выделить коэффициент k . В качестве основы для корректирующего звена выбрать моносингулярную подсистему меньшего порядка $Q_i(p)$.



■ Рис. 5. Контроль бисингулярных систем. Шаг 2

Шаг 2. Охватить объект отрицательной обратной связью с коэффициентом $-k$.

Шаг 3. Подключить параллельно полученной системе корректирующее звено с ПФ

$$q(p) = -\frac{\sigma_l Q_l(p)}{k \sigma_l Q_l(p) + 1}.$$

Шаг 4. Охватить полученную систему прямой связью с коэффициентом $k + \sigma_j$ или $k - \sigma_j$, где $j \neq l$, для систем четного и нечетного порядка соответственно.

Шаг 5. Снять АЧХ построенной централизованной моносингулярной системы.

Шаг 6. Если на всех тестовых частотах значение АЧХ постоянно, то объект исправен, иначе — объект неисправен.

Алгоритмы 2 и 3 не предназначены для обнаружения дефектов, которые сохраняют принадлежность подсистем объекта к классу фазовращательных. Для решения этой задачи диагностирования к формируемым фазовращательным системам можно применить алгоритм 1.

Отметим, что все описанные в алгоритмах 1, 2 и 3 преобразования объекта диагностирования требуют подключения только к его входу и выходу, подключение к внутренним точкам объекта не производится.

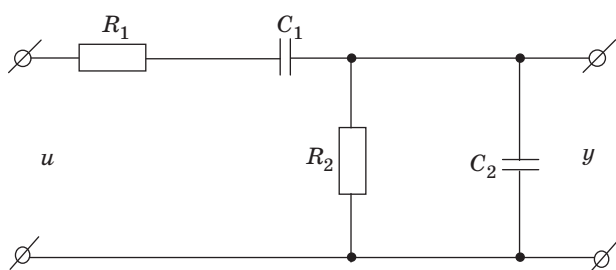
Примеры диагностирования технических систем

Пример 1. Диагностирование электрической цепи второго порядка. Рассмотрим пассивную моносингулярную электрическую цепь второго порядка, представляющую собой соединение последовательной и параллельной RC-цепочек (рис. 6).

Номинальные значения параметров составляют: $R_1 = 1$ МОм, $R_2 = 2$ МОм, $C_1 = 1$ мкФ, $C_2 = 3$ мкФ.

Передачная функция цепи имеет вид

$$Q(p) = \frac{R_2 C_1 p}{R_1 C_1 R_2 C_2 p^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1) p + 1}. \quad (6)$$



■ Рис. 6. Схема моносингулярной электрической цепи

Приведем ее к виду (4):

$$Q(p) = -\frac{R_2 C_1}{2 a_1} \left(\frac{a_2 p^2 - a_1 p + 1}{a_2 p^2 + a_1 p + 1} - 1 \right),$$

где $a_2 = R_1 C_1 R_2 C_2$, $a_1 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1$.

Значения сингулярного числа σ и константы d_0 этой моносингулярной системы равны:

$$\sigma = d_0 = \frac{R_2 C_1}{2(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1)}. \quad (7)$$

Подставляя в (6) и (7) численные значения параметров, получим

$$Q(p) = \frac{B(p)}{6A(p)} = \frac{2p}{6p^2 + 9p + 1}, \quad \sigma = d_0 = \frac{1}{9}.$$

Рассмотрим применение к этой электрической цепи алгоритма диагностирования 1. Для этого введем в схему дефект — двукратное увеличение сопротивления R_1 : $R_1^* = 2$ МОм.

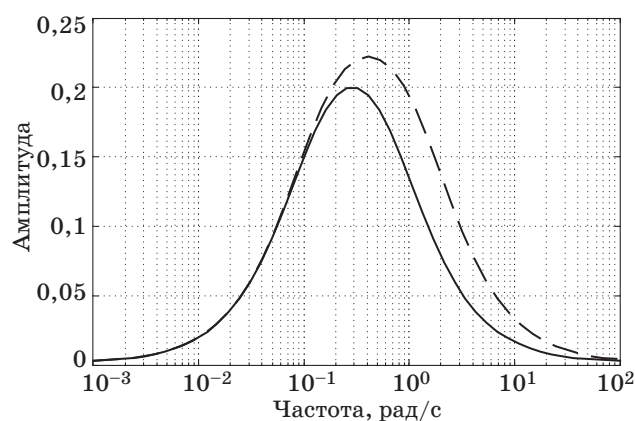
Сформируем полиномы $A_1(p)$ и $A_2(p)$:

$$A_1(p) = 2p^2 + \frac{2}{R_1 C_1 R_2 C_2} = 2p^2 + \frac{1}{3};$$

$$A_2(p) = \frac{2p}{(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1)} = 3p.$$

Заметим, что для систем третьего порядка АЧХ несет информацию только о корнях полинома $A_1(p)$. Если моносингулярная система не является централизованной, то для диагностирования достаточно определить координаты максимума ее АЧХ.

Амплитудно-частотная характеристика исправной и неисправной схем представлена на рис. 7. Из несовпадения графиков можно сделать вывод о наличии в схеме дефекта. Для его локализации восстановим полином $A_1(p)$.



■ Рис. 7. АЧХ исправной (пунктиром) и неисправной электрической цепи

Максимум АЧХ для неисправной цепи достигается на частоте 0,289 рад/с, следовательно, полином $\tilde{A}_1(p)$ имеет вид $\tilde{A}_1(p) = p^2 + 0,083$. Сравнивая его коэффициенты с коэффициентами нормированного полинома $A_1(p)$, заключаем, что в случае однократного дефекта вдвое увеличилось значение одного из параметров цепи.

Пример 2. Диагностирование фазовращательной системы. Рассмотрим фазовращательную систему автоматического управления шестого порядка, ПФ которой имеет вид

$$Q(p) = \frac{A(-p)}{A(p)} = \frac{p^6 - 2p^5 + 17p^4 - 4p^3 + 15p^2 - p + 1}{p^6 + 2p^5 + 17p^4 + 4p^3 + 15p^2 + p + 1}$$

Введем в систему дефект — двукратное увеличение свободных членов числителя и знаменателя ПФ.

Проведем диагностирование полученного неисправного объекта по алгоритму 1.

Составим полиномы:

$$A_1(p) = A(p) + A(-p) = 2p^6 + 34p^4 + 30p^2 + 2;$$

$$A_2(p) = A(p) - A(-p) = 4p^5 + 8p^3 + 2p.$$

Введем в систему единичную прямую связь и снимем АЧХ (рис. 8).

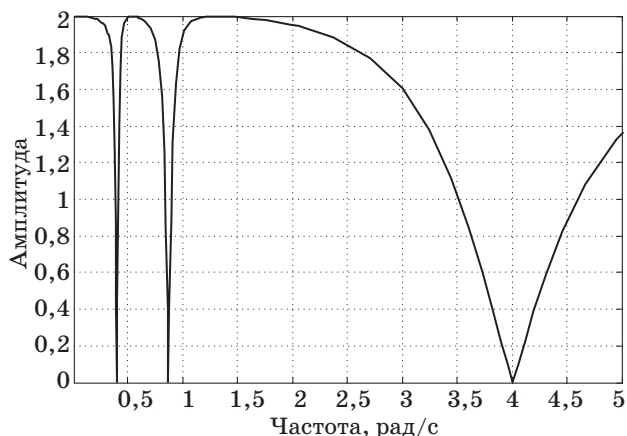
Минимумы АЧХ достигаются на частотах 4,009, 0,873 и 0,404 рад/с, максимумам АЧХ соответствуют частоты 1,306 и 0,541 рад/с.

Этим частотам соответствуют полиномы

$$\begin{aligned} \tilde{A}_1(p) &= (p^2 + 16,072)(p^2 + 0,762)(p^2 + 0,163) = \\ &= p^6 + 16,997p^4 + 14,991p^2 + 1,996; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tilde{A}_2(p) &= p(p^2 + 1,708)(p^2 + 0,292) = \\ &= p^5 + 2p^3 + 0,499p. \end{aligned}$$

Отклонения коэффициентов полинома $\tilde{A}_2(p)$ от коэффициентов нормированного полинома $A_2(p)$



■ Рис. 8. АЧХ объекта диагностирования, охваченного прямой связью

находятся в пределах допустимых. Сравнивая коэффициенты полинома $\tilde{A}_1(p)$ и коэффициенты нормированного полинома $A_1(p)$, замечаем, что свободные члены этих полиномов отличаются приблизительно в 2 раза. Следовательно, объект диагностирования неисправен. Дефект состоит в двукратном увеличении свободного члена характеристического полинома.

Пример 3. Диагностирование бисингулярной системы автоматического управления. Рассмотрим применение одного из предложенных алгоритмов контроля бисингулярных систем на примере системы автоматического управления третьего порядка с ПФ

$$Q(p) = \frac{4p^2 + 16p + 6}{p^3 + 2p^2 + 5p + 1}$$

Фазовое разложение этой ПФ имеет вид

$$Q(p) = 2 + 3 \frac{-p + 2}{p + 2} + \frac{p^4 - 4p^3 + 9p^2 - 11p + 2}{p^4 + 4p^3 + 9p^2 + 11p + 2}$$

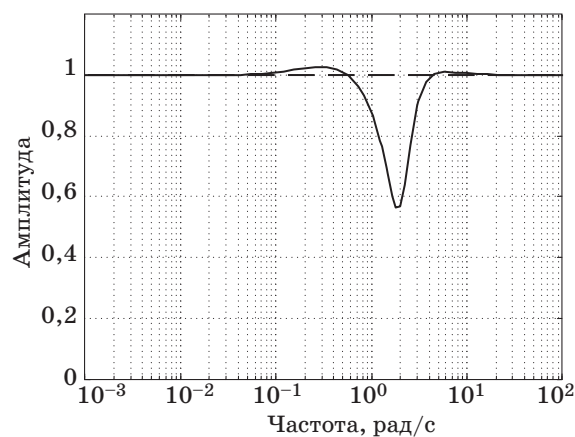
Система имеет ГСЧ 3 (кратности 1) и 1 (кратности 2).

Введем в систему дефект, состоящий в увеличении коэффициента характеристического полинома при p^2 на 5 % (неисправное значение составит 2,1).

Для контроля подключим параллельно объекту корректирующее звено первого порядка с ПФ

$$q(p) = 2 - 3 \frac{p - 2}{p + 2} = \frac{-p + 10}{p + 2}$$

Произведем измерение АЧХ сформированной системы. На рис. 9 приведены соответствующие графики. Из графика видно, что АЧХ объекта диагностирования отклоняется от единицы, следовательно, объект неисправен.



■ Рис. 9. АЧХ для исправного (пунктиром) и неисправного объектов

Заключение

В статье рассмотрены три класса линейных динамических систем: фазовращательные, монотонно-сингулярные и бисингулярные. Все эти системы характеризуются высокой кратностью ГСЧ. Для каждого класса предложены способы и алгоритмы тестового диагностирования. Отдельно выделены задача проверки принадлежности объекта к заданному классу и задача обнаружения дефек-

тов. Работа алгоритмов проиллюстрирована на конкретных примерах.

Полученные результаты могут быть применены при диагностировании систем автоматического управления, электрических цепей, механических систем и других технических объектов.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 11-08-00240).

Литература

1. Бритов Г. С., Мироновский Л. А. Расчет тестового режима линейных систем управления // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2006. № 11. С. 44–49.
2. Мироновский Л. А. Функциональное диагностирование динамических систем. — М.: Изд-во МГУ, 1998. — 340 с.
3. Соловьева Т. Н. Диагностирование системы автоматического регулирования // Навигация и управление движением: материалы XII конф. молодых ученых / ГРНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор». СПб., 2010. С. 253–260.
4. Соловьева Т. Н. Диагностика электрических и механических систем по частотным характеристикам // Навигация и управление движением: материалы XI конф. молодых ученых / ГРНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор». СПб., 2009. С. 224–230.
5. Шинтяков Д. В. Тестовый контроль бисингулярных систем // Актуальные проблемы экономики и новые технологии преподавания: сб. докл. пятой Междунар. науч.-практ. конф. СПб.: МБИ, 2006. Т. 2. С. 204–207.
6. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического управления. — СПб.: Профессия, 2003. — 752 с.
7. Соловьева Т. Н., Шинтяков Д. В. Корневые годографы динамических систем // Научная сессия ГУАП: сб. докл. в 3 ч. Ч. II. Технические науки. СПб.: ГУАП, 2012. С. 150–153.
8. Мироновский Л. А. Линейные системы с кратными сингулярными числами // Автоматика и телемеханика. 2009. № 1. С. 51–73.
9. Glover K. All Optimal Hankel-Norm Approximations of Linear Multivariable Systems // Int. J. Control. 1984. Vol. 39. Iss. 6. P. 1115–1193.
10. Ober R. Balanced Realizations: Canonical Form, Parametrization, Model Reduction // Int. J. Control. 1987. Vol. 46. Iss. 2. P. 643–670.

УДК 534:621.382

МАТЕРИАЛЫ ГРУППЫ ЛАНГАСИТА ДЛЯ АКУСТОЭЛЕКТРОННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ СОВРЕМЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННО-КОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

О. Л. Балышева,

канд. техн. наук, доцент

В. В. Клудзин,

доктор техн. наук, профессор

С. В. Кулаков,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

В. Ф. Дмитриев,

доктор техн. наук, профессор

ОАО «Радар ммс», г. Санкт-Петербург

Обсуждаются проблемы разработки акустоэлектронных устройств для аппаратуры современных информационно-коммуникационных систем. Представлены результаты исследования свойств перспективных акустоэлектронных материалов группы лангасита с помощью акустооптического метода. Измерены упругие и фотоупругие константы и нелинейные параметры кристаллов.

Ключевые слова — акустоэлектронные устройства, поверхностные акустические волны, радиочастотная идентификация, кварцеподобные материалы, лангасит, акустооптический метод.

Введение

Коммуникационные и информационные технологии повсеместно используются в повседневной жизни. К современным информационно-коммуникационным системам предъявляются следующие требования: высокая информационная емкость и быстродействие, надежность, портативность, малое энергопотребление, многофункциональность, удобство использования и др. Всем этим требованиям должна удовлетворять и элементная база этих систем.

В радиоэлектронной аппаратуре информационно-коммуникационных систем широко используются устройства, содержащие акустоэлектронные и акустооптические компоненты. Носителями информации в акустоэлектронных устройствах (АЭУ) являются акустические волны, распространяющиеся в твердых телах. Конструктивно АЭУ представляет собой подложку — среду распространения волн, с нанесенными на ее поверхности преобразователями акустических волн и другими элементами, образующими топологию устройства. В целом, широкий ассорти-

мент АЭУ, широкий круг решаемых ими задач, обширная область применения, а также единые подходы и методы проектирования в сочетании с отработанными технологиями изготовления позволяют говорить об акустоэлектронной элементной базе.

Наибольшее распространение получили устройства на поверхностных акустических волнах (ПАВ) и объемных акустических волнах. Преимуществами устройств на ПАВ служат малые габариты, высокая температурная стабильность, малые вносимые потери, высокая надежность и повторяемость характеристик, отсутствие необходимости настройки и регулировки, низкая стоимость в массовом производстве. Одна из причин широкого распространения устройств на ПАВ — это хорошая совместимость с другими устройствами в микроэлектронном интегральном исполнении и огромный потенциал этих устройств в решении задач миниатюризации и функциональной интеграции аппаратуры [1].

В последние два десятилетия среди областей применения АЭУ следует выделить датчики и метки на ПАВ в системах мониторинга и радиоча-

стотной идентификации [2]. Особый интерес представляют пассивные (не требующие источников питания) датчики на ПАВ, использующие беспроводные технологии передачи сигнала. Дальность действия системы датчик — считыватель достигает нескольких десятков метров. Отсутствие внешних соединителей позволяет располагать датчики в труднодоступных местах, на движущихся объектах или объектах, находящихся под высоким напряжением, под воздействием высоких температур, а также на объектах, представляющих радиационную опасность. Важным преимуществом беспроводных датчиков на ПАВ является наличие функции идентификации датчика, что позволяет идентифицировать и сам объект размещения. Измерение какого-либо физического параметра, меняющего скорость ПАВ в подложке, обычно проводится с помощью либо резонаторов на ПАВ, либо линии задержки на ПАВ, подключенных непосредственно к антенне. В настоящее время в различных системах применяются датчики температуры [3–5], механических напряжений [6, 7], давления, крутящего момента и др. Разработаны датчики для измерения нескольких параметров, например, температуры и крутящего момента [8, 9], температуры и давления [10]. Стандартная технология устройств на ПАВ для беспроводных датчиков предполагает использование в качестве материала подложки различных срезов кварца или ниобата лития, на поверхности которых формируются преобразователи и отражательная структура из тонкого слоя алюминия. Подобные устройства работоспособны до температур не выше 250 °С. Вместе с тем возможно увеличить диапазон рабочих температур до 800 °С, если в качестве материала подложки использовать лангасит, а в качестве материала электродов преобразователей и отражательных структур — платину или палладий вместо алюминия [11]. В настоящее время ведутся исследования, направленные на создание целого ряда других типов датчиков на ПАВ. Среди них можно отметить датчики для определения влажности воздуха, датчики газов, жидких веществ и т. д.

Можно выделить три основных направления развития АЭУ: конструктивно-топологическое; технологическое; ресурс «качественной новизны».

В рамках первого направления возможно как совершенствование существующих конструкций (топологий) устройств, так и разработка новых. В последние годы акустоэлектронная элементная база получила развитие благодаря достижениям современной технологии. Это и современные методы изготовления и упаковки, обеспечивающие миниатюризацию и интеграцию устройств, и применение специальных материалов для изготовления электродов, новых способов соединения

конструктивных элементов, обеспечивающих лучшие характеристики, и т. д. К третьему направлению развития можно отнести использование новых материалов, обладающих лучшим набором свойств; применение новых типов подложек, например многослойных, новых типов акустических волн, например высокоскоростных. Возможно применение новых кристаллов или срезов, поддерживающих распространение определенных типов акустических волн с характеристиками, улучшающими технические параметры устройств. Перспективным является использование материалов, в которых возможно распространение нескольких типов акустических волн, что в сочетании со специальными топологиями позволяет создавать на одной подложке многофункциональные устройства.

Кварцеподобные материалы

Специфика АЭУ такова, что улучшение их технических характеристик невозможно без детального изучения свойств материалов, применяемых в качестве подложек, а также характеристик распространяющихся в них акустических волн. Существует ряд параметров, обязательно оцениваемых при проектировании. Для устройств на ПАВ это: скорость распространения волн; коэффициенты электромеханической связи и затухания акустических волн; температурные коэффициенты, параметры, характеризующие дифракцию. Перечень применяемых материалов, типы подложек, требования к ним, а также вопросы влияния параметров материалов подложек на технические характеристики устройств подробно рассмотрены, в частности, в монографии [2].

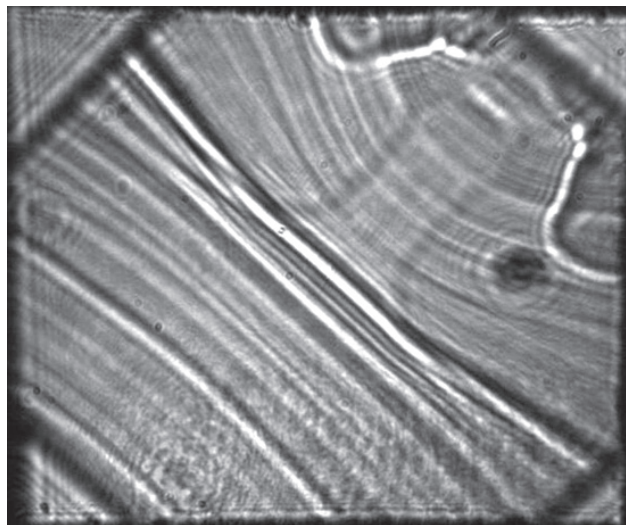
Одним из перспективных направлений современных исследований в области материалов служит синтез и поиск новых монокристаллов или их ориентаций, обладающих лучшим сочетанием свойств. В последние три десятилетия ведется активный поиск новых кристаллических материалов, способных заменить в технике широко используемый монокристаллический кварц. Эти новые кристаллы не должны иметь структурных фазовых переходов в широкой области температур, в них должны отсутствовать двойники и другие дефекты, присущие кварцу. Необходимо также иметь меньший коэффициент поглощения акустических волн, что важно для получения высокой добротности резонаторов, а также больший, чем у кварца, коэффициент электромеханической связи. Основная часть таких материалов, имея ту же кристаллическую симметрию, что и кварц, обладает сложной структурой элементарной ячейки. Среди таких монокристаллов

в последнее время интенсивно исследовался лангасит (LGS — $\text{La}_3\text{Ga}_5\text{Si}_{14}$). Этот материал имеет большую, чем у кварца, пьезоэлектрическую константу, в нем отсутствуют двойники и фазовые переходы вплоть до температуры плавления. Синтезированные позднее материалы лангаситной группы, такие как лангатат (LGT — $\text{La}_3\text{Ga}_{5,5}\text{Ta}_{0,5}\text{O}_{14}$), также имеют перспективные характеристики. В частности, в силу малых потерь добротность в резонаторах на основе LGT можно получить, по крайней мере, в 3 раза больше, чем в резонаторах на основе кварца.

Исследования кристаллов семейства лангасита проводятся многими институтами, организациями и научными центрами в России и других странах мира. Институтом кристаллографии РАН (Москва), Московским институтом радиотехники и электроники РАН и Санкт-Петербургским государственным университетом аэрокосмического приборостроения в рамках заключенного контракта по заказу Европейского исследовательского центра армии США были проведены исследования кристаллов семейства лангасита. В ходе исследований были выращены кристаллы семи соединений и проведены комплексные исследования их свойств.

Несмотря на огромное количество научных публикаций, посвященных кристаллам группы лангасита, задача измерения констант (упругих, пьезоэлектрических и др.) остается по-прежнему актуальной. Актуальность и новизна выполненных работ состоит как в полученных в результате измерений константах, так и в использовании уникального акустооптического метода. Проведенная научно-исследовательская работа показала эффективность применения методов акустооптики при исследовании материалов, используемых как для акустоэлектронных, так и для акустооптических устройств.

Акустооптическое взаимодействие в кристаллах является эффективным, надежным и точным инструментом исследования и измерения упругих и оптических характеристик и параметров исследуемых материалов. Специфические свойства многокомпонентных кристаллов семейства лангасита определяют характерные требования к последовательностям процедуры исследований. Уровень дифракционных порядков, регистрируемых в процессе акустооптического взаимодействия, определяет чувствительность и возможности методик измерения. Многокомпонентные кристаллы, как правило, проявляют заметную оптическую неоднородность, что значительно снижает точность и эффективность оптической регистрации. Кристаллы семейства лангасита обладают полосчатой структурой, которая практически не влияет на усредненные макро-



■ **Рис. 1.** Пространственная функция оптической прозрачности образца кристалла LGS (Y[010]-плоскость)

свойства (упругие характеристики, пьезопараметры и т. д.) материала, но может вызывать заметные искажения оптических распределений. Примером оптической неоднородности различных кристаллов служит пространственная функция оптической прозрачности образца (рис. 1).

Эффективность акустооптических измерений зависит от уровня фотоупругих постоянных кристалла, поэтому необходимо знать матрицу этих коэффициентов. Измерение основных компонентов матрицы фотоупругих коэффициентов производилось методом сравнения (методом Диксона) при использовании в качестве эталонного материала плавленого кварца. Результаты измерений компонент фотоупругой матрицы для кристаллов LGS и LGT представлены в табл. 1. В последних столбцах таблицы приведены значения фото-

■ **Таблица 1.** Акустооптические свойства кристаллов LGS и LGT

Тип акустической волны ¹ и направление ее распространения	Фотоупругая постоянная	$M_2 \times 10^{18}, \text{с}^3/\text{г} (p_{mn})$	
		LGS	LGT
L[100]	P_{11}	0,015 (0,019)	0,025 (0,024)
L[100]	P_{12}	0,065 (0,04)	0,04 (0,03)
L[001]	P_{13}	0,12 (0,088)	0,17 (0,078)
L[100]	P_{31}	0,6 (0,12)	0,32 (0,085)
L[001]	P_{33}	0,68 (0,16)	0,84 (0,175)
S[100]	P_{66}	0,06 (0,01)	0,31 (0,02)
S[010]	P_{24}	0,25 (0,03)	0,35 (0,032)

¹ L — продольная волна; S — сдвиговая волна.

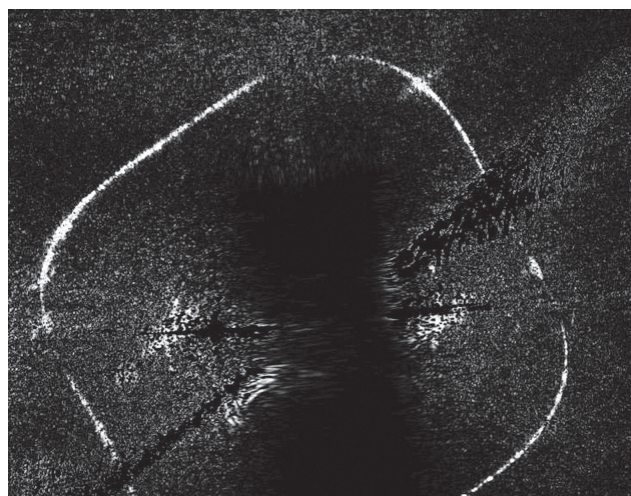
упругих постоянных p_{mn} (в скобках) и значения акустооптических добротностей $M_2 = n^6 p^2 / \rho V^3$ (здесь n — показатель преломления кристалла; ρ , V — плотность материала и скорость распространения акустической волны).

Акустооптический метод позволяет проводить измерения скоростей распространения акустических мод в выбранных направлениях и плоскостях кристалла. Наиболее точный метод измерения скорости акустических мод (импульсно-фазовый) может быть реализован в акустооптическом варианте при выполнении определенных условий. Кроме того, возможна оптическая визуализация угловых распределений обратных скоростей акустических мод для выбранных плоскостей наблюдения, что дает возможность получить полный набор упругих модулей кристалла при использовании минимального количества образцов. На рис. 2 представлен фрагмент картины Шеффера — Бергмана в плоскости (100) кристалла LGS, визуализирующий угловое распределение обратной скорости сдвиговой моды.

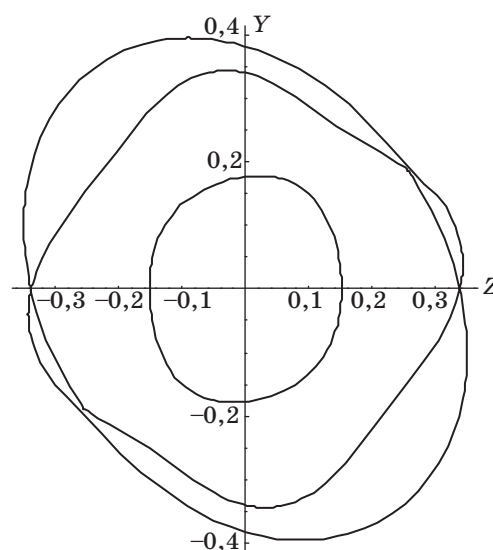
На основании измеренных скоростей акустических волн в выбранных направлениях кристалла рассчитаны компоненты упругих модулей и проведены расчеты угловых распределений акустических скоростей для основных кристаллографических плоскостей. На рис. 3 представлены расчетные данные для плоскости (100) кристалла LGS. Внутренний контур соответствует обратной скорости квазипродольной моды, а внешние контуры задают угловые распределения обратных скоростей двух квазипоперечных мод.

Акустооптический метод является уникально наглядным способом визуализации (получения теневого изображения) структуры акустических полей (метод Schlierens images). В этом случае регистрируются пространственные неоднородности акустических волн, эффекты расходимости и отклонения направления распространения от волновой нормали. Используя свойства упругой анизотропии кристаллов, можно найти направления, в которых акустическая волна будет обладать малой расходимостью (коллимирующие направления). На рис. 4 представлен результат визуализации вырожденной сдвиговой моды в [001] Z-направлении кристалла LGT с углом отклонения направления переноса энергии от волновой нормали 15° .

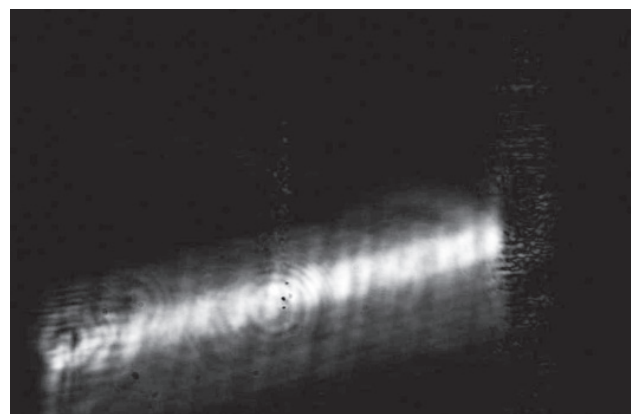
В процессе исследований изучались характеристики и параметры упругой нелинейности кристаллов семейства лангасита. Известно, что наличие упругой нелинейности среды приводит к искажению гармонической формы акустической волны и, соответственно, к генерации высших гармоник, которые могут быть также зарегистрированы с помощью акустооптического ме-



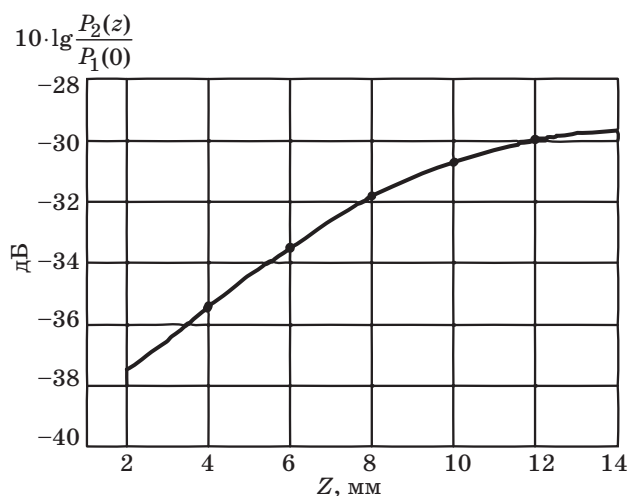
■ Рис. 2. Картина Шеффера — Бергмана для сдвиговой моды в плоскости YZ кристалла LGS



■ Рис. 3. Угловые распределения обратных скоростей акустических мод в плоскости (100) кристалла LGS



■ Рис. 4. Теневое изображение вырожденной сдвиговой моды в направлении оптической оси кристалла LGT



■ **Рис. 5.** Пространственное распределение мощности второй гармоники в кристалле LGT, L[001], $f_1 = 250$ МГц, $P_1(0) = 10$ Вт/см², $|\beta| = 11,5$

года. В этом варианте реализуется сложный, но практически единственный метод измерения динамических констант упругой нелинейности исследуемых материалов. На рис. 5 представлены результаты экспериментального исследования нелинейных эффектов при распространении продольной волны вдоль оптической оси кристалла LGT (β — коэффициент, характеризующий нелинейные упругие свойства материала для конкретных условий измерений). Показана кривая пространственного распределения мощности второй гармоники.

Нелинейные коэффициенты кристаллов и условия их измерения приведены в табл. 2. Погонный коэффициент затухания α здесь определен в форме $\alpha x = \ln(s(x)/s(0))$ (x — координата, отсчитываемая от источника возбуждения акустической волны вдоль направления распространения).

Использование упругой анизотропии кристаллов позволяет заметно повысить параметры АЭУ за счет минимизации энергетической расходимости выбранных акустических мод в особых направлениях в кристалле, называемых «коллимирующими». Для кристаллов LGS и LGT проведены расчеты по поиску таких направлений. Каче-

■ **Таблица 2.** Нелинейные параметры кристаллов

Материал	Акустическая мода и направление	Частота f_1 , МГц	Уровень мощности P , Вт/см ²	Коэффициент затухания α_1 , 1/см	$ \beta $
α SiO ₂	L [001]	450	15	0,09	~ 7
LGS	L [001]	230	12,5	0,04	~ 12,5
LGS	L [010]	220	17	0,02	~ 9,7
LGT	L [001]	250	10	0,06	~ 11,5

ство коллимации в выбранных направлениях проверялось путем расчета профилей распределений мощности акустических волн на разных расстояниях от излучателя. Определены параметры коллимации для разных секущих плоскостей. Используя такие профили, можно оценить потери, вызванные дифракционной расходимостью акустической волны.

Заключение

Проведенные исследования позволяют утверждать, что, несмотря на ряд технических трудностей, акустооптический метод исследования может служить эффективным и наглядным способом измерения характеристик многокомпонентных кристаллов семейства лангасита.

В ходе выполненных исследований получены следующие основные результаты.

1. Впервые определены коэффициенты фотоупругой матрицы кристаллов LGS и LGT. Это дало возможность оптимизировать ориентацию образцов и методику измерений упругих свойств кристаллов.

2. Представлены документальные факты, подтверждающие качественное соответствие расчетных соотношений с экспериментальными значениями измеряемых величин. Этими подтверждениями являются полученные картины Шеффера — Бергмана, определяющие сечения поверхностей обратных скоростей выбранными плоскостями, и теневые картины, определяющие углы отклонения вектора переноса энергии от волновой нормали.

3. Измерены коэффициенты затухания акустических мод различных кристаллов в разных точках частотного диапазона.

4. Представлена методика измерения динамических упругих модулей третьего порядка (нелинейных коэффициентов). Однако возможности акустооптического метода в этом аспекте для некоторых направлений и акустических мод оказываются ограниченными.

5. Приведены теория поиска и расчеты коллимирующих направлений в кристаллах LGS и LGT, которые позволяют реализовать условия распространения акустических волн с минимальной энергетической расходимостью.

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы и рекомендации.

Большинство измеряемых параметров имеет значительный разброс значений, причем этот разброс иногда присутствует даже в разных точках одного образца. Это обстоятельство требует состоятельного статистического ряда измерений, который позволит провести достоверные усреднения и выявить тенденции изменения

свойств в зависимости от состава, структуры и технологии синтеза кристаллов. Кроме того, в технических целях к образцам предъявляется комплекс требований, порою противоречивых, что значительно усложняет решение конкретных задач. Увеличение числа химических компонент в составе кристаллов семейства лангасита, с одной стороны, разрешает надеяться на перспективы получения материала с искомыми свойствами (расширенная вариативность), но, с другой стороны, значительно усложняет процесс синтеза.

Результаты выполненных исследований позволяют выработать рекомендации и определить границы применимости материалов в различных устройствах. По-прежнему остаются актуальными исследования, посвященные корреляции химического состава, условий выращивания и свойств кристаллов лангаситной группы в целях управляемого синтеза кристаллов с заданными свойствами. Важное значение имеет исследование долговременной стабильности и повторяемости характеристик устройств на основе многокомпонентных кристаллов.

Литература

1. **Бальшева О. Л.** Фильтры на ПАВ: возможности миниатюризации и функциональной интеграции // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54. № 12. С. 1513–1523.
2. **Бальшева О. Л., Григорьевский В. И., Гуляев Ю. В., Дмитриев В. Ф., Мансфельд Г. Д.** Акустоэлектронные устройства обработки и генерации сигналов. Принципы работы, расчета и проектирования / Под ред. акад. РАН Ю. В. Гуляева. — М.: Радиотехника, 2012. — 576 с.
3. **Kuypers J. H., Reindl L. M., Tanaka S., Esashi M.** Maximum Accuracy Evaluation Scheme for Wireless SAW Delay-Line Sensors // IEEE UFFC. 2008. Vol. 55. N 7. P. 1640–1652.
4. **Kuypers J. H. et al.** Passive 2.45 GHz TDMA based Multi-Sensor Wireless Temperature Monitoring System: Results and Design Considerations // Ultrasonics Symp. (IUS 2006). IEEE, 2006. P. 1453–1458.
5. **Дмитриев В. Ф.** Беспроводной датчик температуры на ПАВ с идентификацией // Датчики и системы. 2012. № 1. С. 16–20.
6. **Дмитриев В. Ф.** Беспроводной датчик деформации на поверхностных акустических волнах // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая. 2012. Вып. 2. С. 153–162.
7. **Roller M., Malocha D. C., Vaidyanathan R.** SAW OFC Strain Sensor // Ultrasonics Symp. (IUS 2009). IEEE, 2009. P. 2515–2518.
8. **Kalinin V., Bown G., Leigh A.** Contactless Torque and Temperature Sensor Based on SAW Resonators // Ultrasonics Symp. (IUS 2006). IEEE, 2006. P. 1490–1493.
9. **Kalinin V., Lohr R., Leigh A.** Development of a Calibration Procedure for Contactless Torque and Temperature Sensors Based on SAW Resonators // Ultrasonics Symp. (IUS 2008). IEEE, 2008. P. 1865–1868.
10. **Acoustic Wave** / Ed. D. W. Dissanayake. — Sciyo, Croatia, 2010. Ch. 15. P. 341–358.
11. **Thiele A. J., Cunha M. P.** Platinum and Palladium High Temperature Transducers on Langasite // IEEE UFFC. 2005. Vol. 52. N 4. P. 545–548.

УДК 681.51 + 519.6

РАЗЛАДКА, ГОМЕОСТАЗИС, ИЗМЕРЕНИЕ В РАМКАХ КОМПЕНСАЦИОННОГО ПРИНЦИПА РАВНОВЕСИЯ В ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Часть 3: Варианты алгоритмов

Э. П. Тихонов,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Предлагаются и исследуются на базе общего подхода, рассмотренного в первой части статьи, различные алгоритмы обнаружения разладки. Особенность алгоритмов состоит в том, что они представляют собой модификации адаптивных алгоритмов временной дискретизации и решают задачу обнаружения изменения свойств сигналов в условиях априорной неопределенности.

Ключевые слова – разладка, адаптация, измерение, адаптивные алгоритмы, сходимость.

Введение

В некоторых достаточно распространенных случаях по условиям поставленной задачи обнаружение разладки должно осуществляться либо по отдельным вероятностным характеристикам (ВХ), либо по их совокупности. В последнем случае задача существенно усложняется, так как требуется измерять соответствующие ВХ, к которым относятся не только первые два момента, а и, например, спектральные или корреляционные функции сигналов. При этом проблема неадекватности априорной информации, необходимой для решения задачи разладки, только усугубляется. Поэтому для решения поставленной задачи интересно совместить рассмотренные в первой части статьи [1] методы, использующие принцип симметрии в условиях минимума априорной информации о ВХ сигнала, и алгоритмы вероятностной адаптивной дискретизации (ВАД), исследованные в работах [2, 3]. Алгоритмы ВАД основаны на итерационной коррекции временного интервала дискретизации по результатам сравнения на каждой итерации погрешности восстановления сигнала, которая формируется в соответствии с интерполяционной формулой Лагранжа, с ее заданной величиной. Погрешность допускается априорно задавать как в абсолютном, так и в относительном виде. Однако для того, чтобы использовать рассмотренный в предыдущих ча-

стях статьи [1, 4] метод обнаружения разладки в алгоритмах ВАД, необходимо внести в эти алгоритмы соответствующие изменения. Для этого предварительно рассмотрим аналитически заданные в обобщенном виде алгоритмы ВАД.

Описание и условие сходимости адаптивного алгоритма временной дискретизации

Пусть исходный аналоговый сигнал при преобразовании в цифровой код дискретизируется с постоянным временным шагом дискретизации Δt . Эта операция выполняется во всех информационно-измерительных системах посредством аналого-цифровых преобразователей. В дальнейшем для упрощения записи будем предполагать, что $\Delta t = 1$. Известный алгоритм ВАД для поиска оптимального интервала дискретизации при восстановлении сигнала полиномом m -й степени на временном сегменте $T_c = \sum_{j=0}^m \tau_j$ в соответствии со статьей [2] представляется в виде

$$T_c(k+1) = T_c(k) - \Delta(k) \mu \{ \theta \{ \delta[\varphi_m[t, T_c(k)], y(t) \} \}, \delta_0 \}, \quad (1)$$

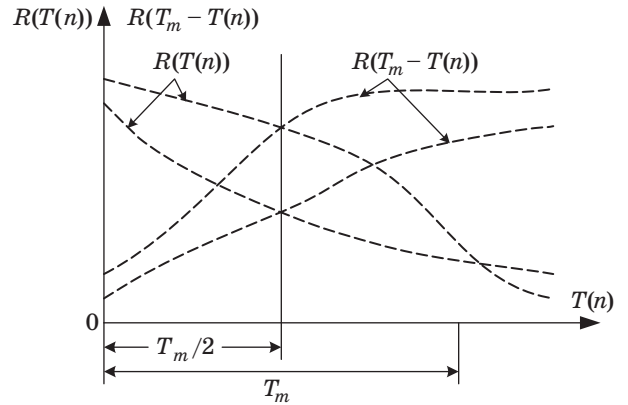
где $T_c(k+1)$ и $T_c(k)$ — значения искомого временного сегмента на $(k+1)$ -м и k -м шаге (такте) итерации, $k = 0, 1, 2, \dots$; $\Delta(k)$ — некоторая (фокусиру-

ющая) последовательность, влияющая на изменение значения искомого временного сегмента на $(k + 1)$ -м шаге итерации в зависимости от его значения на k -м шаге итерации; $\delta[\varphi_m[\dots], y(t)]$ — текущая погрешность восстановления исходного сигнала $y(t)$ функцией восстановления; $\varphi_m[\dots]$ — функция восстановления, представляющая собой интерполяционный полином m -й степени, построенный по значениям сигнала в точках отсчета $\tau_j(k) = \frac{T_c(k)}{m+1}j, j = 1, 2, 3, \dots, m+1; m$ — индекс,

значение которого определяется порядком m интерполирующего полинома; $\theta\{\dots\}$ — функция меры, оценивающая вид погрешности восстановления сигнала $y(t)$ на временном сегменте T_c ; $\mu\{\theta\{\dots\}, \delta_0\}$ — преобразование, характеризующее изменение отклонения значения функции меры текущей погрешности восстановления сигнала $y(t)$ полиномом m -й степени от ее заданной величины $\delta_0, t \in T_c$.

Отметим, что все временные переменные, входящие в алгоритм (1), и вытекающие из него алгоритмы, рассмотренные ниже по тексту, также кратны шагу дискретизации $\Delta t = 1$, а обозначения t и T_c сохранены для сокращенного обозначения ввиду несущественного влияния их выражения через Δt на результаты исследования.

Сходимость алгоритма (1) к аттрактору обеспечивается тем, что погрешность восстановления сигнала возрастает от нуля с ростом интервала дискретизации до некоторого максимального значения, причем на начальном участке погрешность растет монотонно. Поэтому в пределах достаточно малой погрешности восстановления (по крайней мере, до 10–20 %) существует такое значение интервала дискретизации, при котором в статистическом смысле устанавливается равенство действительной (текущей) погрешности восстановления заданной величине. По существу в этом случае речь идет о равенстве функции регрессии, которая описывает в среднем изменение погрешности восстановления в зависимости от изменения временного сегмента $0 \leq T_c \leq T_{c \max}$, заданной величине δ_0 . Если же построить алгоритм таким образом, что в качестве заданной погрешности восстановления использовать также текущую погрешность восстановления, но изменяющуюся противоположно, т. е. от максимального значения до нуля, то будет устанавливаться по-прежнему некоторое, но, возможно, уже другое устойчивое значение временного сегмента T_c . При этом значении временного сегмента образуется новый аттрактор, при котором обеспечивается в статистическом смысле равенство монотонно возрастающей и монотонно убывающей погрешностей восстановления сигнала (рис. 1). Заметим,



■ Рис. 1. Условия сохранения постоянства параметра T_{c0} для различных по виду автокорреляционных функций сигнала

что применять интерполирующий полином выше 2–3-й степени для решения задачи разладки нецелесообразно.

Обобщенный алгоритм разладки на основе ВАД

Для обнаружения разладки алгоритм (1) в соответствии с обобщенным алгоритмом, предложенным в первой части статьи [1], преобразуем к виду $T_c(k+1) = T_c(k) - \Delta(k)\mu\{\theta_1[\delta(\varphi_m(t - T_m, T_m - T_c(k)), y(t - T_m))], \theta_2[\delta(\varphi_m(t, T_c(k)), y(t))]\}$, (2)

где $\mu\{\dots\} = \frac{\partial \Psi\{\dots\}}{\partial T_c}$; $\Psi\{\theta_1[\delta(\dots), y(t)], \theta_2[\delta(\dots), y(t)]\}$ — преобразование, которое устанавливается с учетом свойств функции меры или функции качества [2]; $\theta_1[\dots]$ и $\theta_2[\dots]$ — преобразования со свойствами функции меры, описывающей зависимость величины отклонения сигнала $y(t)$ и его задержанного или запомненного значения $y(t - T_m)$ от указанных функций восстановления, т. е. определяющих погрешность восстановления сигнала; T_m — временной параметр, или время памяти, на который задерживается (запоминается) относительно текущего момента времени входной сигнал $y(t)$.

Для дальнейшей конкретизации алгоритма (1) целесообразно представить преобразование $\Psi\{\dots\}$ в виде

$$\Psi\{\dots\} = \Psi\{\theta_1[\delta(\varphi_m(t - T_m, T_m - T_c(k)), y(t - T_m))] - \theta_2[\delta(\varphi_m(t, T_c(k)), y(t))]\},$$

где в целях обеспечения симметрии рекомендуется брать $\theta_1[\dots] = \theta_2[\dots] = \theta[\dots]$.

В силу свойств симметрии и монотонного изменения усредненной погрешности восстановле-

ния в интересующих нас пределах ее изменения алгоритм (2) сходится к временному сегменту T_{c0} , если выполняется условие

$$M_y\{\mu\{\theta[\delta(\varphi_m(t - T_m, T_m - T_{c0}), y(t - T_m))] - \theta[\delta(\varphi_m(t, T_{c0}), y(t))]\}\} = 0, \quad (3)$$

где $M_y\{\dots\}$ — оператор определения математического ожидания по $y(t)$.

В случае нарушения симметрии между ВХ сигнала в прошлом и настоящем равенство (3) не выполняется, и тем самым фиксируется разладка в темпе с ее наступлением. Нарушение симметрии выражается в том, что соответствующие преобразования, выполненные для запомненных и текущих, т. е. поступающих в реальном масштабе времени, значений сигнала, представленного моделью квазистационарного случайного эргодического процесса, в среднем не совпадают. Причем стационарность сигнала и равенство (3), которые нарушаются в момент наступления разладки, снова восстанавливаются на последующем временном секторе (фрагменте) сигнала.

Пример алгоритма разладки

Представим алгоритм (1) для восстанавливающего полинома нулевой степени и постоянного шага итерации $\Delta(n) = \alpha_t$ при $n = 0, 1, 2, \dots$ и $\mu(x) = x$ в виде

$$T_c(n + 1) = T_c(n) + \alpha_t \{[\xi(n) - \xi[n - (T_m - T_c(n))]]^2 - [\xi[n - T_c(n)] - \xi(n)]^2\}, \quad (4)$$

причем $T_c(0) = 0$.

Тогда в соответствии с (3) при отсутствии разладки после начального переходного процесса получаем

$$\lim_{n \rightarrow \infty} M_\xi \left\{ \left[\xi(n - T_m) - \xi[n - (T_m - T_c(n))] \right]^2 - \left[\xi[n - T_c(n)] - \xi(n) \right]^2 \right\} = 2\sigma^2 [r(T_{c0}) - r(T_m - T_{c0})] = 0, \quad (5)$$

где σ^2 и $r(\dots)$ — соответственно дисперсия и нормированная автокорреляционная функция (НАКФ) сигнала.

Из уравнения (5) для стационарного фрагмента сигнала, т. е. при отсутствии разладки, следует равенство

$$T_{c0} = T_m/2, \quad (6)$$

которое и определяет в среднем аттрактор или неподвижную точку для алгоритма (4). Обратим внимание на то, что равенство (6) не зависит от НАКФ для стационарного фрагмента сигнала. При этом параметр T_m выбирается из условия $0 < T_m \leq \tau_k$,

где τ_k — интервал корреляции НАКФ. Важным является вопрос, связанный с выявлением представительности класса сигналов, для которого алгоритм (2) будет работоспособен при заданной величине T_m . В пределах допустимого класса сигналов для интервалов корреляции НАКФ должно выполняться условие $0 < T_m \leq \tau_{k \min}$. На рис. 1 качественно показано, при каких условиях сохраняется равенство (6) для различных по виду НАКФ из заданного класса сигналов.

Оценка переходного процесса при наступлении разладки

Предположим, что, начиная с некоторого n_0 , скачком изменилась НАКФ, тогда после переходного периода, как это следует из условия (3), равенство (6) снова восстанавливается, но уже для другой НАКФ. Оценку переходного процесса аналитически можно осуществить при таком значении параметра T_m , когда НАКФ с погрешностью второго порядка малости можно заменить линейными членами ряда Тейлора относительно стационарного значения (6). Тогда, после усреднения алгоритма (4) и вычитания в нем справа и слева временного сегмента T_{c0} , получим

$$\bar{v}_c(n + 1) = \bar{v}_c(n) + \alpha_t \left\{ 2\sigma^2 (1 - r(T_{c0}) - r'(T_{c0})\bar{v}_c(n)) - 2\sigma_1^2 (1 - r_1(T_{c0}) - r_1'(T_{c0})\bar{v}_c(n)) \right\}, \quad (7)$$

где $\bar{v}_c(n + 1) = \bar{T}_{c0} - \bar{T}_c(n + 1)$ и $\bar{v}_c(n) = \bar{T}_{c0} - \bar{T}_c(n)$; $r'(T_{c0})$ и $r_1'(T_{c0})$ — первые производные НАКФ до и в момент разладки для значений временного сегмента T_{c0} .

Из (7) следует

$$\bar{v}_c(n) = \bar{v}_c(0)(1 - 2\alpha_t\gamma)^n - \frac{2\alpha_t\lambda \left[1 - (1 - 2\alpha_t\gamma)^n \right]}{1 - (1 - 2\alpha_t\gamma)} \approx [1 + \bar{v}_c(0)](1 - 2\alpha_t\gamma)^n - \frac{\lambda}{\gamma}, \quad (8)$$

где $v(0)$ — начальное отклонение в момент наступления разладки, $v(0) = 0$, так как $\bar{T}_c(0) = T_{c0} = T_m/2$;

$$\gamma = \sigma_1^2 r_1'(T_{c0}) \left[1 + \frac{\sigma^2 r'(T_{c0})}{\sigma_1^2 r_1'(T_{c0})} \right]$$

и

$$\lambda = \left[\sigma^2 (1 - r(T_{c0})) - \sigma_1^2 (1 - r_1(T_{c0})) \right].$$

Параметры γ в первом приближении и λ во втором приближении при разложении НАКФ и ее производной в ряд Тейлора с учетом $r'(0) = 0$ можно упростить, поэтому

$$\gamma \approx \frac{\sigma_1^2 |r_1''(0)| T_m}{2} (\rho + 1)$$

и

$$\lambda \approx \frac{\sigma_1^2 |r_1''(0)| T_m^2}{8} (\rho - 1),$$

где $r''(0)$ и $r_1''(0)$ — вторые производные НАКФ в нуле до и в момент разладки для значений временного сегмента T_{c0} ; $\rho = \frac{\sigma^2 r''(0)}{\sigma_1^2 r_1''(0)}$ — коэффициент, ха-

рактеризующий разладку по НАКФ сигнала.

Представим отношение λ / γ приближенным равенством

$$\lambda / \gamma = \beta \approx 0,25 T_m [(\rho - 1) / (\rho + 1)].$$

Это равенство определяет чувствительность алгоритма к разладке, поэтому (8) преобразуется к виду

$$\bar{v}_c(n) \approx (1 - 2\alpha_t \gamma)^n - \beta. \quad (9)$$

Минимальная чувствительность оценивается в виде

$$\beta \approx 0,25 \tau_{k \min} [(\rho - 1) / (\rho + 1)].$$

Из (9) следует, что динамика изменения временного сегмента $T_c(n)$ с ростом n относительно его стационарного значения приближенно описывается формулой

$$\begin{aligned} \bar{T}_c(n) &\approx T_{c0} + (1 - 2\alpha_t \gamma)^n - \beta \approx \\ &\approx 0,25 T_m \left(2 - \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \right) + e^{-2\alpha_t \gamma n}. \end{aligned} \quad (10)$$

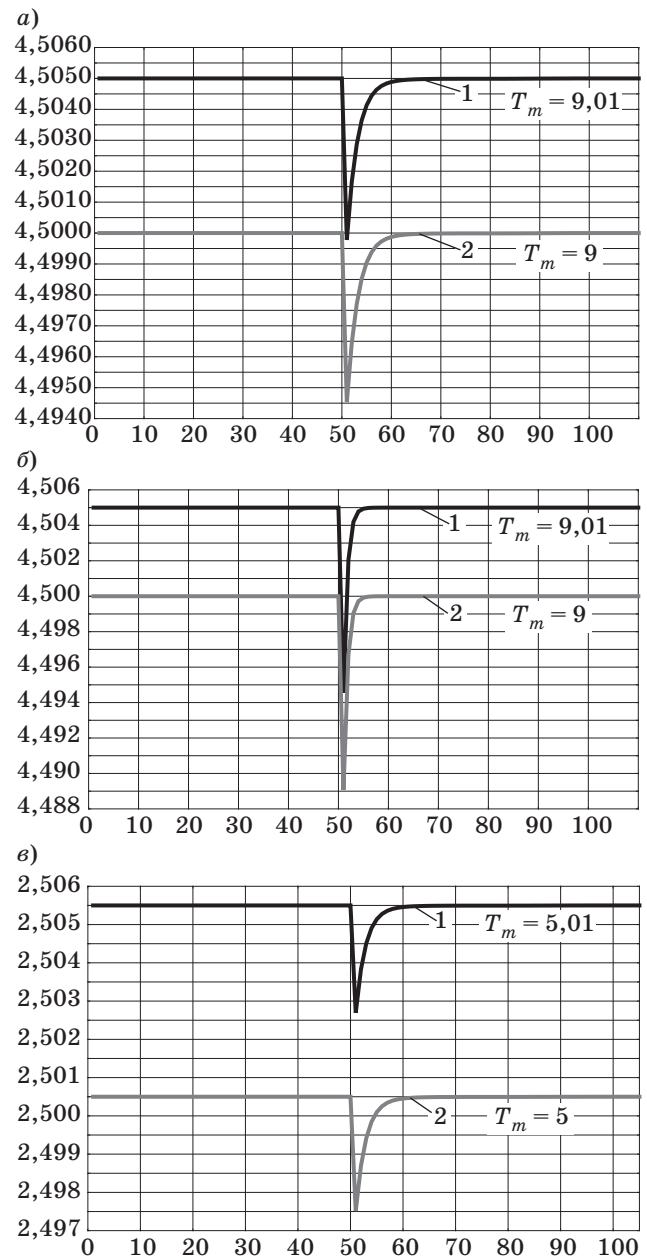
Приближенный анализ позволяет получить достаточно полную информацию о характере переходного процесса при изменении НАКФ сигнала в момент наступления разладки. Действительно, в соответствии с анализом (9) и (10) можно сделать следующие выводы:

— при переходе от одного фрагмента сигнала к другому искомый временной сегмент $\bar{T}_c(n)$ в среднем изменяется скачком, величина которого соответствует β и зависит, таким образом, от изменения ВХ сигнала;

— величина скачка β с ростом числа итераций в течение $0 < n \leq T_m$ меняется незначительно, поэтому текущее значение временного сегмента $T_c(n)$ в момент разладки изменяется скачком и далее по экспоненте стремится к прежнему стационарному значению независимо от вида НАКФ;

— легко установить, что воздействие стационарной аддитивной помехи не приводит к смещению оценки временного сегмента $\bar{T}_c(n)$, так как не происходит нарушение условия симметрии.

Очевидно, что для получения более полных результатов исследования свойств алгоритма необходимо провести анализ влияния дисперсии параметра $T_c(n)$ относительно T_{c0} на ошибку обнаружения разладки. Ввиду громоздкости подобного анализа ограничимся в рамках данной статьи имитационным моделированием рассмотренного алгоритма в модификации (4), результаты которого представлены на рис. 2, а—в. Имитационное моде-



■ Рис. 2. Результаты имитационного моделирования алгоритма (4) с квадратичной функцией меры по обнаружению разладки по частоте следования для двух гармонических сигналов (для графика 1 $\omega_1 = 0,0101$; $\omega_2 = 0,01015$; для графика 2 $\omega_1 = 0,01$; $\omega_2 = 0,01005$); а — $\alpha_t = 5$; б, в — $\alpha_t = 10$

лирование проводилось для двух гармонических сигналов, у каждого из которых скачком меняется частота следования от ω_i до $\omega_i + \Delta\omega_i$ при $i = 1, 2$. При этом алгоритм обнаружения разладки (4) для гармонического сигнала имеет следующий вид:

$$T_c(n+1) = T_c(n) + \alpha_t((\sin(\omega_i(n - T_m + T_c(n))) - \sin(\omega_i n))^2 - (\sin(\omega_i(n - T_c(n))) - \sin(\omega_i n))^2), i = 1, 2.$$

Графики переходных процессов алгоритмов в зависимости от изменения значений исследуемых параметров (см. рис. 2) по виду совпадают с полученной аналитической зависимостью (10). В целом результаты исследования показывают, что предложенный алгоритм обнаружения разладки обладает высокой чувствительностью к изменению параметров НАКФ сигнала. Так, изменение частоты следования сигнала менее чем на 1 % приводит к легко обнаруживаемому скачку искомого параметра относительно его стационарного значения. Также дисперсия искомого параметра существенно меньше величины изменения искомого параметра в зависимости от изменения частоты гармонического сигнала.

Модифицированные алгоритмы разладки

Модификацию алгоритма (2) для равномерной меры приближения сигнала некоторой интерполяционной функцией $\varphi(\dots)$ представим в виде

$$T_c(n+1) = T_c(n) - \alpha_t \left\{ \max_{T_c} |y(t - T_m) - \varphi_m(t - T_m, T_m - T_c(n))| - \max_{T_c} |y(t) - \varphi_m(t, T_c(n))| \right\} \quad (11)$$

и применим к его исследованию результаты, полученные в работе [3] для интерполяционных полиномов любого порядка.

Для того чтобы обойти трудности анализа схожимости в среднем алгоритма (11), применим методику исследования, предложенную в работе [3], с учетом следующих известных результатов:

— максимальную в пределах временного сегмента T_c погрешность интерполяции $\delta_{\max}(y(t), \varphi_m(t, T_c))$ полиномом m -й степени в форме Ньютона с равномерной мерой приближения представим в виде

$$\delta_{\max}(y(t), \varphi_m(t, \tau_{0m})) = \frac{\max |y^{(m+1)}(\eta)|}{(m+1)!} \max_{0 \leq \alpha \leq m} |\Psi_m^*(\alpha)| \tau_m^{m+1},$$

где $|\Psi_m(\alpha)| = (\tau_m)^{m+1} |[(\alpha) (\alpha - 1) (\alpha - 2) \dots (\alpha - m)]| = (\tau_m)^{m+1} \Psi_m^*(\alpha)$, $\alpha = t/\tau_m$ и $\tau_m = T_m/(m+1)$;

— математическое ожидание абсолютного значения случайной величины $|\xi|$, описываемой достаточно широким классом плотностей распределения вероятностей (ПРВ), можно представить следующим образом:

$$M|\xi| = K\sigma_\xi,$$

где K — постоянная, зависящая от вида ПРВ случайной величины ξ ; σ_ξ — среднее квадратическое отклонение случайной величины ξ .

Для алгоритма (11) в соответствии с условием (3) получаем для определения стационарного значения временного сегмента T_{c0} равенство

$$\begin{aligned} & \frac{(T_m - T_{c0}/m+1)^{(m+1)}}{[(m+1)!]} k_{0m} \sqrt{|R_y^{[2(m+1)]}(0)|} = \\ & = \frac{(T_{c0}/m+1)^{(m+1)}}{[(m+1)!]^2} k_{0m} \sqrt{|R_y^{[2(m+1)]}(0)|}, \quad (12) \end{aligned}$$

которое соответствует (6).

Очевидно, что при использовании полиномов нулевой степени (нулевого порядка) в алгоритмах (4) и (11) при наступлении разладки изменение временного сегмента $T_c(n)$ будет в основном происходить только при изменении ВХ первой производной сигнала и не зависеть от постоянной составляющей сигнала. Для интерполяционного полинома первого порядка аналогичная реакция временного сегмента T_c в соответствии с алгоритмом (11) будет осуществляться уже при изменении ВХ второй производной сигнала и не зависеть от постоянной составляющей сигнала и его скорости изменения и т. д. Это утверждение непосредственно вытекает из (11) и равенства (12). Отметим, что алгоритм (11) только демонстрирует принципиальную возможность применения интерполяционных полиномов n -го порядка. Конкретный вид соответствующих алгоритмов, которые можно было бы использовать в цифровых системах, для установленного порядка интерполяционного полинома должен уточняться. Например, алгоритм, синтезированный на основе полинома первого порядка, с использованием конечных разностей представляется следующим образом:

$$T_c(n+1) = T_c(n) - \alpha_t \{ |0,5[y(n + T_m - T_c(n)) - y[n + 0,5(T_m - T_c(n))]]| - \alpha_t \{ |0,5[y(n + y(n + T_c(n))] - y[n + 0,5 T_c(n)]| \}, n = 1, 2, \dots$$

Для достижения инвариантности параметра α_t к изменению ВХ сигнала целесообразно использовать методы, предложенные еще Ньютоном и исследованные применительно к аналогичным алгоритмам в работе [5].

Алгоритм (11) для обнаружения разладки можно усложнить, если контролировать в нем в любых сочетаниях линейную комбинацию погрешностей восстановления для различных интерполяционных полиномов от 0-го до m -го порядка. Подобный алгоритм, например, имеет вид

$$T_c(n+1) = T_c(n) - \alpha_t \left\{ \sum_{i=0}^m \delta_{\max} \left(y(t-T_m), \varphi_i \left(t-T_m + \frac{T_c(n)}{i+1}, \frac{T_c(n)}{i+1} \right) \right) \right\} + \alpha_t \left\{ \sum_{i=0}^m \delta_{\max} \left(y(t), \varphi_i \left(t, \frac{T_c(n)}{i+1} \right) \right) \right\},$$

где $\delta_{\max}(\dots)$ — максимальная погрешность восстановления сигнала $y(t)$ соответствующей функцией восстановления $\varphi_i(\dots)$.

Инвариантность равенства (6) в случае отсутствия разладки для аттрактора сохраняется.

В рамках рассмотренного подхода разберем пример синтеза еще одной модификации алгоритма [6], которая позволяет решить задачу обнаружения разладки по изменению функции распределения вероятностей (ФРВ) или ПРВ сигнала. Алгоритм разладки первого порядка по ФРВ имеет вид

$$d_j(n+1) = d_j(n) - \alpha_d \{ \text{sign}[d_j(n) - y(n)] - \text{sign}[d_j(n) - y(n - T_m)] \}, \quad (13)$$

где $d_j(n+1)$ и $d_j(n)$ — значения искомого параметра на $(n+1)$ -м и n -м шаге итерации фиксированной размерности, причем для всех $n = 0, 1, 2, \dots$ и $j = 1, 2, \dots, p$ выполняется условие $|d_j(n)| \leq E_0$ и устанавливаются начальные значения параметра для всех j в виде $d_j(0) = j(E_0/p)$, $j = 1, 2, \dots, p$; p — число ординат ФРВ, по которым контролируется момент наступления разладки; E_0 — допустимый диапазон изменения искомого параметра; $y(n)$ и $y(n - T_m)$ — текущее и задержанное или запомненное значение сигнала; $\text{sign}[\dots]$ — знаковая функция, т. е.

$$\text{sign}[x] = \begin{cases} 1 & \text{при } x \geq 0; \\ -1 & \text{при } x < 0. \end{cases}$$

Искомый параметр $d_j(n+1)$, как уже отмечалось, представляет собой некоторую статистическую функцию, по которой принимается решение о возникновении разладки в сигнале $y(n)$ в момент времени n_0 . Напомним, что решение о возникновении разладки принимается, если для указанной функции выполняется условие $d_j(n_0 + 1) > d_{jп}$, где $d_{jп}$ — некоторое ее заданное j -е пороговое значение, или просто j -й порог. Величина этого порога в классическом варианте определяется на основа-

нии априорных данных о виде ФРВ решающей функции, включая диапазон изменения сигнала E_0 . В алгоритме (13) временной параметр T_m целесообразно выбирать из условия $T_m \geq \tau_{к \min}$.

Сходимость алгоритма (13) уже доказывалась различными методами [7, 8], поэтому остановимся только на тех моментах, которые важны для рассматриваемой в данной работе задачи. Усредним правую и левую части уравнения (13), в результате получим

$$\bar{d}_j(n+1) = \bar{d}_j(n) - 2\alpha_d \{ F_{y(n)}[\bar{d}_j(n)] - F_{y(n-T_m)}[\bar{d}_j(n)] \}, \quad (14)$$

где $F_{y(n)}[d_j(n)]$ и $F_{y(n-T_m)}[d_j(n)]$ — ФРВ сигнала в моменты времени n и $n - T_m$ относительно усредненных значений аргументов.

Очевидно, что если ФРВ сигнала не изменяется, то $F_{y(n)}[d_j(n)]$ совпадает с $F_{y(n-T_m)}[d_j(n)]$ и параметр $d_j(n)$ флуктуирует относительно начальных значений $d_j(0)$ для всех j . Как только наступает изменение ФРВ, так сейчас же происходит изменение параметра $d_j(n)$, пока измененная ФРВ будет сравниваться с предыдущими значениями ФРВ на интервале T_m .

С учетом вариации ФРВ относительно первоначальной ее вида в момент времени n_0 в соответствии с (14) приходим к следующей формуле, характеризующей динамику отклонения усредненного искомого параметра относительно его первоначального значения:

$$d_j(n_0 + m) = d_j(n_0) [1 - \alpha_d \delta F(d_j)]^m,$$

где $\delta F(d_j)$ — вариация ФРВ для указанного аргумента.

Здесь, как и прежде, возникает задача выбора порога для проверки нулевой гипотезы против установленной альтернативы. Величину порога можно выбрать, исходя из минимально допустимой вариации ФРВ.

Заключение

Основным достоинством предложенного и исследованного алгоритма является его универсальность, так как он позволяет на основе использования принципа симметрии и алгоритмов вероятностной адаптивной дискретизации решить проблему обнаружения разладки при минимуме априорной информации по ВХ наблюдаемого случайного квазистационарного сигнала. Общность представления алгоритма позволяет его использовать для решения широкого круга практических задач, например, для оперативного контроля изменения расхода жидких или газообразных продуктов при их транспортировке в трубопроводах.

Литература

1. Тихонов Э. П. Разладка, гомеостазис, измерение в рамках компенсационного принципа равновесия в динамических системах. Ч. 1: Общий анализ // Информационно-управляющие системы. 2012. № 2. С. 82–88.
2. Тихонов Э. П. Вероятностные адаптивные алгоритмы дискретного представления аналоговых сигналов. Ч. 1: Исследование свойств // Информационно-управляющие системы. 2011. № 2(51). С. 8–15.
3. Тихонов Э. П. Вероятностные адаптивные алгоритмы дискретного представления аналоговых сигналов. Ч. 2: Сравнительный анализ и численные данные // Информационно-управляющие системы. 2011. № 3(52). С. 9–14.
4. Тихонов Э. П. Разладка, гомеостазис, измерение в рамках компенсационного принципа равновесия в динамических системах. Ч. 2: Исследование конкретного алгоритма // Информационно-управляющие системы. 2012. № 3. С. 77–83.
5. Тихонов Э. П., Федотенкова М. Л. Адаптивные алгоритмы для измерения признаков биомедицинских показателей при автоматической медицинской диагностике по электрофизиологическим показателям // Биомедицинская радиоэлектроника. 2010. № 4. С. 74–77.
6. А.с. № 235412, Кл. 42m⁴, 7/52; МПК G 06g. Устройство для измерения функции распределения случайных сигналов / Э. П. Тихонов. № 1203876/18-24; Заявл. 18.12.67; Опубл. 16.01.69; Бюл. № 5. — 2 с.
7. Тихонов Э. П. Метод определения оценки одномерной функции распределения // Методы представления и аппаратный анализ случайных процессов и полей: тез. докл. III Всесоюз. симп., III секц. «Синтез оптимальных операторов оценки, алгоритмы и структурные схемы измерений», Сухуми, 15–18 декабря 1970 г. / Всесоюз. НИИ электроизмерительных приборов. Л., 1970. С. 48–53.
8. Тихонов Э. П. Анализ эффективности метода оценивания с использованием опорных случайных процессов // Перспективные методы планирования и анализа экспериментов при исследовании случайных полей и процессов: тез. докл. Всесоюз. конф., Нальчик, 1–3 ноября 1982 г. М., 1982. Ч. I. С. 29–31.

УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Национальная электронная библиотека (НЭБ) продолжает работу по реализации проекта SCIENCE INDEX. После того как Вы зарегистрируетесь 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 519.8

ВЕРоятностный жадный алгоритм поиска для решения задач территориального планирования

А. В. Пономарев,

канд. техн. наук

Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН

Описывается опыт создания вероятностного жадного алгоритма поиска и применения его при решении задачи формирования промышленно-сырьевых узлов в ходе осуществления геолого-экономического районирования территорий. Производительность созданного алгоритма сравнивается с производительностью популярного решателя задач линейного и целочисленного программирования IBM ILOG CPLEX.

Ключевые слова — алгоритм, группировка, задача назначения, целочисленное программирование, жадные алгоритмы, локальный поиск, CPLEX.

Введение

Геолого-экономическое районирование является методом территориального анализа, позволяющим оценивать структуру и размещение минерально-сырьевых ресурсов и перерабатывающих мощностей исследуемого региона. В ходе районирования происходит выделение кластеров взаимосвязанных сырьевых, промышленных объектов и объектов инфраструктуры, кластеры именовются и наносятся на геолого-экономическую карту.

Одной из целей этого процесса является снижение затрат на разработку месторождений за счет совместного использования инфраструктуры и перерабатывающих мощностей. Это позволяет, в частности, производить добычу на тех месторождениях, которые самостоятельно разрабатывать неэффективно.

Районирование — это многоуровневая задача, исходными данными для которой являются месторождения, объекты перерабатывающей отрасли и инфраструктуры. Первый уровень районирования заключается в формировании так называемых промышленно-сырьевых узлов (ПСУ).

Под *промышленно-сырьевым узлом* понимается группа сближенных месторождений, обладающих одинаковым набором полезных ископаемых и единой технологией получения первого товарного продукта. Упрощенно, ПСУ — это одно или несколько месторождений и центр обогащения руды.

Одним из наиболее употребляемых критериев при формировании ПСУ является обеспечение

максимального интегрального дохода от освоения ресурсов недр [1, 2]. Интегральный доход от создания одного узла представляет собой экономический эффект от переработки руды, добываемой на месторождениях, входящих в состав узла, в узловом обогатительном предприятии (центре узла) с учетом затрат на транспортировку руды. Таким образом, формирование ПСУ сводится к выделению на заданной территории такого набора узлов, чтобы суммарный интегральный доход по всем этим узлам был максимален.

Постановка задачи

Пусть S — множество месторождений, а C — множество возможных точек размещения узловых обогатительных предприятий (в том числе и уже действующих). Количество месторождений обозначим n , а количество возможных точек обработки — m . В предлагаемой модели каждое месторождение $s_i \in S$ характеризуется следующими параметрами: потенциальной стоимостью всех минеральных ресурсов месторождения (v_i), запасами месторождения в натуральных единицах (w_i), суммарными затратами на добычу всех минеральных ресурсов ($a_i^{(e)}$) и эксплуатационными затратами на переработку всех минеральных ресурсов месторождения ($o_i^{(p)}$).

Капитальные затраты на переработку, т. е. вложения в строительство или модернизацию обогатительного предприятия, будем считать пропорциональными планируемой нагрузке на это предприятие, а именно суммарным ресурсам всех ме-

сторождений, входящих в узел, центром которого предприятие является.

В том случае, если в точке c_j еще нет предприятия, капитальные затраты на его создание вычисляются следующим образом:

$$c_j^{(p)} = k_j \sum_{i \in G(i, j)} w_i,$$

где k_j — коэффициент пропорциональности, а предикат $G(i, j)$ выражает факт вхождения месторождения s_i в узел, центр которого находится в точке c_j .

Если в точке c_j уже находится предприятие, то капитальные затраты определяются разницей между объемом ресурсов, который планируется включить в узел, и текущим объемом ресурсов, назначенных этому предприятию. Пусть l_j — текущий объем ресурсов, назначенных предприятию. Тогда для существующего предприятия в точке c_j

$$c_j^{(p)} = k_j \left(\sum_{i \in G(i, j)} w_i - l_j \right).$$

Недостатком такого способа оценки затрат является то, что в случае, когда в некотором оцениваемом варианте решения существующему предприятию предлагается назначить меньше ресурса, чем ему назначено фактически, затраты, вычисленные по формуле, становятся отрицательными. Другими словами, к целевой функции задачи оптимизации прибавляется некоторая величина, эквивалентная возврату уже сделанных вложений в это предприятие. В решаемой задаче такой эффект нежелателен, поэтому окончательное выражение для затрат будет иметь следующий вид:

$$c_j^{(p)} = \max \left(0, k_j \left(\sum_{i \in G(i, j)} w_i - l_j \right) \right).$$

Таким образом, каждая возможная точка создания узла характеризуется k_j — коэффициентом, выражающим зависимость капитальных вложений в предприятие от суммарного ресурса, который должен быть предприятию назначен, и l_j — текущим объемом ресурсов, назначенных предприятию (для точек, в которых нет предприятий, очевидно, $l_j = 0$).

Предполагается также, что задана матрица транспортных затрат, элемент которой t_{ij} соответствует затратам на перевозку всех ресурсов месторождения s_i в точку c_j .

Введем два вида независимых переменных: y_j — бинарную переменную, соответствующую факту создания узла с центром в c_j ; x_{ij} — бинарную переменную, соответствующую факту вхождения месторождения s_i в узел с центром в c_j .

Тогда задачу поиска такого множества узлов, что интегральный доход по всем узлам максимален, можно записать следующим образом:

— максимизировать

$$z = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m x_{ij} (v_i - t_{ij} - a_i^{(e)} - o_i^{(p)}) - \sum_{j=1}^m y_j \left(\max \left(0, k_j \left(\sum_{i=1}^n (x_{ij} w_i) - l_j \right) \right) \right) \quad (1)$$

при ограничениях

$$\sum_{i=1}^m x_{ij} \leq 1, \quad i = \overline{1, n}; \quad (2a)$$

$$x_{ij} \leq y_j, \quad i = \overline{1, n}, \quad j = \overline{1, m};$$

$$x_{ij}, y_j \in \{0, 1\}, \quad i = \overline{1, n}, \quad j = \overline{1, m}. \quad (2b)$$

Ограничение (2a) выражает требование того, что месторождение может относиться не более чем к одному ПСУ, а ограничение (2b) обеспечивает целостность набора независимых переменных задачи — месторождение может входить в узел только с таким возможным центром c_j , который является действительным центром в текущем решении.

Упростим целевую функцию. Заметим, что выражение $v_i - t_{ij} - a_i^{(e)} - o_i^{(p)}$ состоит только из параметров исходных объектов; обозначим его через d_{ij} . Внесем переменную y_j внутрь выражения $\max()$ (это допустимо, учитывая ограничения на значения y_j). Саму функцию $\max()$ представим в виде набора переменных g_j , на значения которых наложены соответствующие ограничения (и приняв во внимание, что в практической интерпретации задачи k_j, l_j, w_i неотрицательны). Наконец, заметим, что с учетом (2b) $x_{ij} y_j = x_{ij}$. Тогда задачу можно переписать следующим образом:

— максимизировать

$$z = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m x_{ij} d_{ij} + \sum_{j=1}^m q_j$$

при ограничениях

$$q_j \leq 0, \quad j = \overline{1, m};$$

$$q_j \leq y_j k_j l_j - k_j \sum_{i=1}^n x_{ij} w_i, \quad j = \overline{1, m};$$

$$\sum_{j=1}^m x_{ij} \leq 1, \quad i = \overline{1, n};$$

$$x_{ij} \leq y_j, \quad i = \overline{1, n}, \quad j = \overline{1, m};$$

$$x_{ij}, y_j \in \{0, 1\}, \quad i = \overline{1, n}, \quad j = \overline{1, m}.$$

Данная задача оптимизации представляет собой задачу целочисленного (даже булева) линейного программирования и на практике решается

обычно с применением промышленных пакетов оптимизации (IBM ILOG CPLEX, GUROBI Optimizer, MOSEK и т. п.).

Для оценки применимости промышленных пакетов оптимизации и, в общем, оценки трудоемкости данного вида задач для классических методов решения задач целочисленного линейного программирования был проведен вычислительный эксперимент. Оценивалось время решения задачи для сгенерированных случайным образом наборов исходных данных двух размерностей: $m = n = 100$ и $m = n = 200$. В каждой размерности было оценено время для 400 наборов данных. Эксперимент выявил существенную разницу во времени нахождения решения. Для основной массы наборов решение находилось относительно быстро, но для некоторых время поиска решения было в сотни раз больше. Проще всего проиллюстрировать результаты эксперимента с помощью порядковых статистик. В табл. 1 показаны результаты запусков решателя IBM ILOG CPLEX для наборов разного размера с различными требованиями к точности получаемого результата.

Времена работы решателя на исходных наборах были отсортированы по возрастанию, в таблице приведены некоторые процентиля этой последовательности. Столбец «Допустимая погрешность» отражает требования к максимальной разнице между оценкой оптимального решения сверху (получаемой обычно через решение ослабленной задачи со снятым ограничением целочисленности) и наилучшим на данный момент решением. То есть при допустимой погрешности 5 % процесс решения останавливается, если разница между оценкой оптимального решения сверху и наилучшим известным решением становится менее 5 % от наилучшего известного решения.

Из таблицы видно, что для практических задач, типичные размерности которых не превышают 200, применение CPLEX оказывается вполне оправданным. Однако задача формирования ПСУ обладает двумя особенностями, которые вынуждают искать альтернативные пути решения.

Особенностями этими являются размерность (типовая — около 300 объектов) и повышенные требования к скорости получения решения. Последняя особенность связана с тем, что формирование ПСУ представляет собой интерактивный процесс, в ходе которого приведенная задача математического программирования решается с различными исходными данными, а результаты сопоставляются. Вместе с тем, учитывая такой характер решения задачи, найденное решение не обязательно должно быть оптимальным. В совокупности указанные особенности допускают применение для решения задачи формирования ПСУ эвристических алгоритмов.

Вероятностные жадные алгоритмы поиска

Вероятностные жадные алгоритмы поиска (Greedy Randomized Adaptive Search Procedures — GRASP) — эвристика, нашедшая применение при решении задач комбинаторной оптимизации [3–8]. Применение GRASP представляет собой итеративный процесс, каждый шаг которого состоит из двух фаз: фазы конструирования, где происходит формирование допустимого решения, и фазы локального поиска, когда исходное решение улучшается до локально-оптимального. Наилучшее решение сохраняется и является результатом работы алгоритма в целом.

На фазе конструирования допустимое решение формируется поэлементно, причем семантика «элемента» тесно связана с моделью решаемой задачи. В задачах поиска пути таким элементом может быть переход из вершины в вершину, в задачах назначения — одно назначение и т. п. На каждом шаге фазы конструирования один элемент добавляется в создаваемое решение. Выбор осуществляется на основе упорядочения всех элементов, которые могут быть добавлены (допустимых элементов) по значению некоторой функции оценки g .

Эта функция показывает привлекательность выбора соответствующего элемента (с точки зрения получения наилучшего исходного решения задачи). Эвристика является адаптивной в том смысле, что на каждом шаге фазы конструирования кандидаты заново упорядочиваются по значению функции g . Вероятностный компонент связан с тем, что выбирается не всегда наилучший (в смысле значения функции g) кандидат, но один из ограниченного списка наилучших кандидатов. Этот список в исходном описании эвристики получил название список кандидатов (Restricted Candidate List — RCL). Факт выбора случайного элемента на каждом шаге позволяет получать в конце фазы конструирования различные решения, увеличивая охват исследуемой части пространства решений.

■ Таблица 1. Характеристики времени работы CPLEX

Размер набора	Допустимая погрешность, %	Процентиль по времени работы, с				
		50	60	70	80	90
100	—	2,01	2,65	3,4	4,49	> 60
	1	1,69	2,15	2,94	3,8	6,5
	2	1,53	1,98	2,66	3,41	4,98
	5	1,04	1,46	1,95	2,68	3,68
200	—	11,29	16,34	24,18	> 120	> 120
	1	10,27	15,09	21,84	42,39	> 120
	2	9,6	13,45	19,24	30,99	> 120
	5	6,21	8,42	12,5	18,29	29,92

Рассмотрим один из популярных методов выбора кандидата. Пусть задан параметр $\alpha \in [0, 1]$, пусть C — множество элементов, которые могут быть присоединены к решению на очередном шаге: $s^M = \max\{g(t) \mid t \in C\}$, $s^m = \min\{g(t) \mid t \in C\}$, и решается задача поиска максимума. Тогда RCL будет формироваться как $\{c \mid g(c) \geq s^M - \alpha(s^M - s^m)\}$, а добавляемый элемент — выбираться из RCL случайным образом. Параметр α , таким образом, управляет степенью «жадности» и случайности алгоритма.

При значении $\alpha = 0$ алгоритм становится жадным (детерминированным), а при $\alpha = 1$ — полностью случайным.

Другим распространенным способом формирования RCL является задание максимального размера RCL — ρ . В этом случае в RCL всегда отбираются ρ лучших кандидатов вне зависимости от конкретных значений.

Полученное таким образом решение, скорее всего, не будет локально оптимальным по отношению к какому-либо естественному для задачи определению окрестности, поэтому применение фазы локального поиска практически всегда способно это решение улучшить.

GRASP для задачи формирования ПСУ

Для применения GRASP к задаче следует определить представление ее решения, алгоритм фазы конструирования решения и понятие окрестности, с использованием которого будет производиться локальный поиск.

Представление задачи

Пронумеруем все месторождения натуральными числами от 1 до n , а все точки возможного размещения предприятий — от 1 до m . Будем кодировать текущее назначение месторождений к центрам в виде массива A из n элементов, причем значение элемента с индексом i соответствует индексу центра того узла, в который входит месторождение i , или 0, если месторождение i не включено ни в один узел. Кроме того, в массиве P , состоящем из m элементов, будем для каждой точки возможного размещения предприятия j запоминать значение суммы $\sum_{i|A_i=j} w_i$. С учетом ин-

формации, находящейся в этих двух массивах, операции включения месторождения в узел и исключения месторождения из узла будут выполняемы за $O(1)$.

Алгоритм фазы конструирования

Под элементами, которые могут быть добавлены в решение на очередном шаге фазы конструирования, понимаются факты назначения место-

рождения определенному центру (включения в узел), причем на каждом шаге рассматриваются лишь еще не включенные в узел месторождения. Функция оценки g вычисляется как эффект в целевой функции от такого включения. Выражение для оценки включения месторождения i в узел с центром в j будет записываться так:

$$g(i, j) = \min(0, k_j l_j - k_j(P_j + w_i)) - \min(0, k_j l_j - k_j P_j) + d_{ij}.$$

Для ускорения фазы конструирования применяется расширенная очередь с приоритетами PQ , в которой находятся все элементы, активные на данном шаге. Очередь упорядочена по значению функции g для элементов таким образом, что первым элементом очереди является элемент с наибольшим значением g , т. е. самый предпочтительный кандидат на включение в конструируемое решение. Расширение же интерфейса очереди заключается в обеспечении ею операции удаления произвольного элемента (не обязательно с наибольшим значением g).

В алгоритме используется RCL фиксированного размера (ρ), для его формирования выбирается ρ элементов из PQ с наибольшими значениями g .

На каждой итерации фазы конструирования после выбора элемента, добавляемого в решение ((i_a, j_a) с оценкой g_a), осуществляется согласованная корректировка A , P и PQ . А именно, из очереди исключаются те элементы, которые в качестве распределяемого месторождения содержат i_a . Изменяются приоритеты в PQ для элементов, представляющих собой присоединение к j_a еще не входящих в узлы месторождений, A_{i_a} устанавливается равным j_a , а P_{j_a} увеличивается на g_a .

Сложность одного шага алгоритма оценивается как $O((\rho + m + n)\log(mn))$.

Алгоритм фазы локального поиска

Пусть A — массив назначений месторождений решения Q , а A' — массив назначений месторождений для решения Q' . Решение Q' входит в окрестность, через которую определяется процедура локального поиска, если выполняется одно из условий:

— A' и A различаются значением одного компонента:

$$|\{i \mid A_i \neq A'_i\}| = 1;$$

— в Q' для какой-либо одной пары месторождений, включенных в Q в узлы, номера узлов поменяны местами:

$$|\{(i, j) \mid i \neq j \vee A_i \neq A_j \vee A'_i = A_j \vee A'_j = A_i\}| = 1.$$

На каждой итерации поиска происходит переход к тому решению из окрестности, для которого целевая функция принимает наибольшее значение.

Экспериментальное исследование алгоритма

Эксперименты с GRASP производились на ПК с процессором Pentium Dual-Core CPU @2.2ГГц. Аналогичная конфигурация использовалась и в экспериментах с CPLEX. Алгоритм был реализован на языке C++, в качестве очереди приоритетов использовался класс `relaxed_heap` из библиотеки Boost. Машинный код получен с помощью Microsoft Visual Studio 2005 Express Edition, режим оптимизации «/O2».

Наборы для экспериментального исследования и сравнения алгоритмов были сгенерированы случайным образом. Для части наборов с помощью решателя IBM ILOG CPLEX были получены точные решения, однако для некоторых наборов данных получение точного решения на стендовом ПК было затруднено из-за исчерпания виртуальной памяти. В отличие от CPLEX, существенной разницы во времени решения с помощью GRASP для наборов одинаковой размерности не выявлено (при одинаковых параметрах алгоритма).

Пример результата одного из экспериментов приведен в табл. 2. Размер исходного набора данных: $m = n = 200$; точное решение, полученное с помощью CPLEX за 27 с, 5335,11. Было произведено 10 запусков алгоритма GRASP с различными начальными значениями генератора случайных чисел. Для каждого запуска было установ-

■ Таблица 2. Экспериментальное исследование GRASP

Значение	Количество	Итерации			Время, с		
		мин.	макс.	средн.	мин.	макс.	средн.
5329	10	10	117	36,00	0,62	7,44	2,35
5330	10	11	285	76,00	0,74	18,40	4,95
5331	10	12	318	191,00	0,77	20,88	12,45
5332	6	29	989	462,00	1,86	63,83	30,13
5333	2	318	989	653,00	20,72	63,83	42,28
5334	0	–	–	–	–	–	–
5335	0	–	–	–	–	–	–

лено ограничение в 1000 итераций. Размер RCL был установлен равным 32. В таблице показано, в скольких запусках, на какой итерации алгоритма и за какое время было достигнуто решение, превышающее значение, указанное в первой колонке.

Видно, что хотя оптимальное решение для этого набора данных получено не было, алгоритму удавалось находить решения, отличающиеся от оптимального на 0,1 %.

Заключение

В статье описан вероятностный алгоритм поиска (GRASP) для решения задачи дискретной оптимизации, возникающей при оптимальном формировании ПСУ на заданной территории. Построенный алгоритм, протестированный на наборах данных, сгенерированных случайным образом, показал способность к быстрому нахождению решений, близких к оптимальным.

Литература

1. Куклина Е. А. Природно-промышленные комплексы как основа устойчивого развития природно-ресурсных регионов России // Образование, экономика, общество. 2007. № 4. С. 44–51.
2. Куклина Е. А. Методологический подход к локализации промышленно-сырьевых узлов как центров формирования горно-промышленных комплексов // Современные проблемы экономики и организации промышленных предприятий. — СПб.: СПГИЭУ, 2007. С. 112–119.
3. Resende M. G. C., Werneck R. F. A hybrid multistart heuristic for the uncapacitated facility location problem // European J. of Operational Research. 2006. Vol. 174. P. 54–68.
4. Resende M. G. C., Marti R., Gallego M., Duarte A. GRASP and path relinking for the max-min diversity problem // Computers and Operations Research. 2010. Vol. 37. P. 498–508.
5. Oliveira C. A., Pardalos P. M., Resende M. G. C. GRASP with path relinking for the quadratic assignment problem // Proc. of III Workshop on Efficient and Experimental Algorithms (WEA2004) / Ed. C. C. Ribeiro and S. L. Martins. 2004. Vol. 3059. P. 356–368.
6. Moura A., Oliveira J. F. A GRASP approach to the container-loading problem // IEEE Intelligent Systems. 2005. Vol. 20. P. 50–57.
7. Festa P., Resende M. G. C. An annotated bibliography of GRASP. Part I: Algorithms // International Transactions in Operational Research. 2009. Vol. 16. P. 1–24.
8. Festa P., Resende M. G. C. An annotated bibliography of GRASP. Part II: Applications // International Transactions in Operational Research. 2009. Vol. 16. P. 131–172.

УДК 004.94

ОПТИМИЗАЦИЯ ЗАГРУЗКИ ГИБКОГО ПРОИЗВОДСТВЕННОГО КОМПЛЕКСА НА ОСНОВЕ УПРАВЛЯЕМОЙ ГЕНЕТИЧЕСКИМ АЛГОРИТМОМ РАСКРАШЕННОЙ СЕТИ ПЕТРИ

А. Н. Сочнев,

канд. техн. наук, доцент

Сибирский федеральный университет, г. Красноярск

Описывается подход к решению задачи оптимального планирования производства с использованием имитационной модели на основе раскрашенной сети Петри, начальная маркировка которой определяется генетическим алгоритмом. Приводится пример использования предлагаемого метода для предварительного планирования производства. Определены особенности применения генетического алгоритма для задач распределения ресурсов.

Ключевые слова — раскрашенная сеть Петри, задача о назначениях, генетический алгоритм, популяция, функция приспособленности.

Введение

В современной экономической системе каждое предприятие стремится функционировать в сложившихся условиях с наименьшими затратами в целях получения высоких доходов. Экономико-математические задачи планирования производства позволяют найти оптимальный вариант размещения каждого исполнителя на выполнение одной работы таким образом, чтобы минимизировать суммарные затраты по выполнению комплекса работ.

Предварительное (календарное) планирование представляет собой процесс программирования деятельности всех элементов технологического подразделения в пределах заданного относительно короткого интервала времени — планового периода. На этот период технологическому подразделению системой планирования более высокого уровня устанавливается план выпуска продукции по объему и номенклатуре. Результатом решения задачи календарного планирования является временное и пространственное упорядочение комплекса запланированных работ.

Постановка задачи

Формально задача календарного планирования ставится следующим образом. Пусть на технологическом участке требуется обработать n деталей (или их партий). Обозначим $L_{ij} = (q_{ij}, t_{ij})$ опера-

цию с номером $i (i = \overline{1, m_j})$, которая выполняется над j -й деталью ($j = \overline{1, n}$); m_j — число операций, которое необходимо выполнить над j -й деталью; q_{ij} — номер группы оборудования, настроенного на выполнение операции L_{ij} ; t_{ij} — номинальная продолжительность выполнения операций L_{ij} .

Обозначим t_{ij}^0 момент начала, а t_{ij}^k — момент окончания операции L_{ij} . Каждая операция выполняется без перерыва, т. е. удовлетворяется соотношение

$$t_{ij}^k = t_{ij}^0 + t_{ij}.$$

Очевидным условием является также проведение в каждый момент времени на каждой единице оборудования только одной операции.

С учетом этих ограничений и структуры технологического участка может существовать множество допустимых планов, отличающихся друг от друга временем обработки всех деталей.

Совокупность чисел $P = \{t_{ij}^0\}$, удовлетворяющих всем ограничениям технологического характера, называется календарным планом. Решение задачи календарного планирования заключается в отыскании неизвестных величин $\{t_{ij}\}$. При формальной постановке задачи календарного планирования требуется задать целевую функцию планирования, которая каждому плану P ставит в соответствие некоторое число $F(P)$, оценивающее эффективность плана. Задача оптимального планирования заключается в отыскании плана P^* ,

при котором достигается экстремум принятого показателя эффективности F и выполняются отмеченные условия.

Выбор критерия эффективности осуществляется индивидуально для каждого конкретного производственного подразделения по результатам анализа его особенностей. Наиболее часто в качестве критерия эффективности используют минимизацию времени выпуска заданного объема продукции, максимального времени простоя, суммарных производственных затрат; максимизацию загрузки оборудования.

Кроме описанных выше ограничений при решении задач календарного планирования приходится учитывать еще ряд других. Главным образом учитывают ограничения на структуру сети транспортных маршрутов, директивные сроки окончания обработки определенных деталей, а также различные ресурсные ограничения [1].

В статье предлагается решать задачу оптимального планирования производственного процесса с применением управляемой генетическим алгоритмом раскрашенной сети Петри. Генетический алгоритм будет использован для определения начальной маркировки управляющих позиций сети. Оптимизация производственного процесса выражается в минимизации времени выпуска продукции.

Имитационная модель процесса

Представим процесс решения задачи на примере Учебно-исследовательского гибкого производственного комплекса (УИ ГПК), входящего в структуру Сибирского федерального университета. УИ ГПК предназначен для операций токарной и фрезерной обработки. Структура УИ ГПК показана на рис. 1.

Токарный станок типа 16К20ФЗ предназначен для токарной обработки деталей типа тел вращения. Система управления станком построена на базе стойки устройства числового программного управления (УЧПУ) типа 2Р22. Промышленный робот типа М20П №1 предназначен для обслуживания токарного станка №1. Промышленный робот типа М20П №2 предназначен для обслуживания токарного станка №2 и обрабатывающего центра. Обрабатывающий центр (многоцелевой вертикаль-

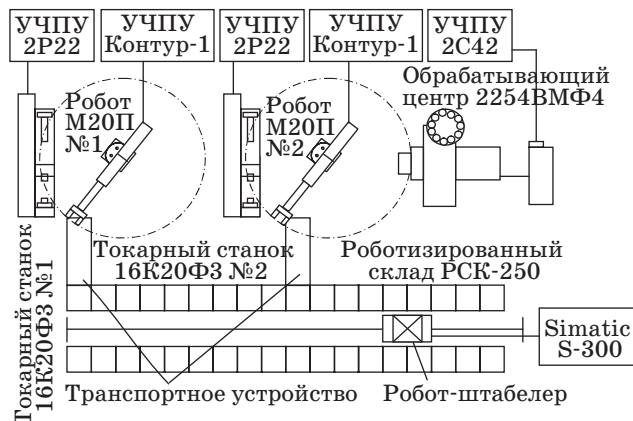


Рис. 1. Структура УИ ГПК

ный станок) типа 2254ВМФ4 предназначен для пятикоординатной фрезерной обработки деталей произвольной формы. Роботизированный складской комплекс типа РСК-250 предназначен для хранения заготовок, готовых деталей и инструмента.

В данном производственном комплексе, исходя из его структуры, можно выделить две гибкие производственные ячейки, первая из которых содержит токарный станок №1, робот-манипулятор М20П №1, транспортное устройство №1, вторая представлена токарным станком №2, многоцелевым вертикальным станком 2254ВМФ4, роботом-манипулятором М20П №2, транспортным устройством №2.

Представим имитационную модель УИ ГПК, которая отображает движение продуктов производства (табл. 1, 2) от входа системы к выходу

Таблица 1. Перечень продукции производственной системы

№	Наименование изделия	Время токарной обработки, мин		Время фрезерной обработки, мин	Объем, шт.	
		установ 1	установ 2		выпуска	партии
1	Болт 1	2,56	0	0	100	10
2	Болт 2	2,8	0	0	40	20
3	Вал 1	8,4	6,5	3,4	30	10
...
30	Гайка 2	7,6	0	0	60	30

Таблица 2. Параметры переходов сетевой модели

№	Наименование изделия	Задержка														
		t1	t2	t3	t4	t5	t6	t7	t8	t9	t10	t11	t12	t13	t14	t15
1	Болт 1	0,51	0,15	2,56	0	0	0,15	1,2	0,48	0,15	2,56	0	0,15	1,1	10	0
2	Болт 2	0,51	0,15	2,8	0	0	0,15	1,2	0,48	0,15	2,8	0	0,15	1,1	10	0
3	Вал 1	0,51	0,15	8,4	6,5	3,4	0,15	1,2	0,48	0,15	8,4	6,5	0,15	1,1	5	0
...
30	Гайка 2	0,51	0,15	7,6	0	0	0,15	1,2	0,48	0,15	7,6	0	0,15	1,1	0	0

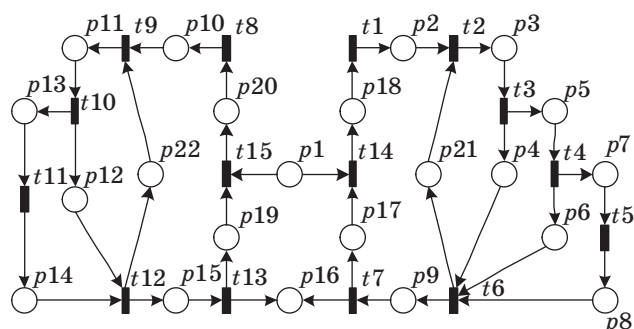


Рис. 2. Сетевая модель производственного процесса УИ ГПК

Таблица 3. Функциональное назначение переходов

Переход	Назначение
t1	Транспортировка паллеты со склада на транспортное устройство №2
t2	Установка заготовки изделия на токарный станок №2
t3	Токарная обработка 1 (1-й установ)
t4	Токарная обработка 2 (2-й установ)
t5	Фрезерная обработка
t6	Снятие готового изделия с технологического оборудования
t7	Транспортировка паллеты на склад
t8	Транспортировка паллеты со склада на транспортное устройство №1
t9	Установка заготовки изделия на токарный станок №1
t10	Токарная обработка 1 (1-й установ)
t11	Токарная обработка 2 (2-й установ)
t12	Снятие готового изделия с технологического оборудования
t13	Транспортировка паллеты на склад
t14	} Переходы, моделирующие изменение состояния (занятости) агрегатов и производственных ячеек
t15	

(рис. 2). Исходными данными для ее формирования являются типовые технологические процессы токарной, фрезерной и токарно-фрезерной обработки [2, 3]. Описание структурных элементов модели приведено в табл. 3, 4.

Алгоритм оптимизации

В общем виде задача о назначениях заключается в определении исполнителя для каждой из множества работ. Решение задачи должно сводиться к поиску min (max) основного показателя эффективности. В качестве критерия оптимальности выбирается минимизация общего времени производственного процесса.

Таблица 4. Функциональное назначение позиций

Позиция	Назначение
p1	Заготовки изделий в ячейках склада
p2	Заготовки изделий на транспортном устройстве №2
p3	Заготовки изделий в токарном станке №2
p4	Изделие после токарной обработки 1 в токарном станке №2
p5	Изделие до токарной обработки 2 в токарном станке №2
p6	Изделие после токарной обработки 2 в токарном станке №2
p7	Изделие до фрезерной обработки в вертикальном станке
p8	Изделие после фрезерной обработки в вертикальном станке
p9	Готовые изделия на транспортном устройстве №2
p10	Заготовки изделий на транспортном устройстве №1
p11	Заготовки изделий в токарном станке №1
p12	Изделие после токарной обработки 1 в токарном станке №1
p13	Изделие до токарной обработки 2 в токарном станке №1
p14	Изделие после токарной обработки 2 в токарном станке №1
p15	Готовые изделия на транспортном устройстве №1
p16	Готовые изделия в ячейках склада
p17	} Позиции, моделирующие состояние (занятость) агрегатов и производственных ячеек
p18	
p19	
p20	
p21	
p22	

Изменение распределения потоков в производственной системе является существенной возможностью оптимизации [4, 5]. Свободу выбора в данном случае предоставляет дублирующее друг друга технологическое оборудование (токарные станки). Также следует отметить, что при определении вариантов распределения необходимо учитывать особенности технологических процессов. Например, в рассматриваемой производственной системе часть технологических процессов может выполняться только по фиксированному маршруту. Соответственно, оптимизация будет выполняться только с изделиями токарной группы.

Решение задачи о назначениях в терминах сетей Петри выражается в определении начальной

маркировки позиций, управляющих маршрутами маркеров в модели (в примере — позиций $p17$ и $p19$). Маркировка управляющих позиций $p17$, $p19$ определяет, в какой из двух ячеек должно обрабатываться каждое изделие.

Формально решаемая задача ставится следующим образом:

$$T = f(\mu_0(p17), \mu_0(p19)) \rightarrow \min, \mu_0 \in M_0$$

где $M_0 = \{\mu_0: \mu_{0i} \in \{0; 1\}, i = 1, n\}$.

Имитационные методы предусматривают проведение имитационного эксперимента на моделях, структурно подобных моделируемому объекту. Структурное подобие модели и объекта моделирования существенно упрощает внесение текущих изменений в модель. Имитационные методы строятся по схеме последовательного анализа вариантов на основе сформированных правил [6, 7].

Эта схема связана с пошаговым конструированием вариантов с помощью моделирования, в процессе которого имитируется прохождение материальных потоков через производственный участок (рис. 3).

Генетический алгоритм [8, 9] выбран по следующим основным причинам:

- 1) невозможность определить функциональную зависимость критерия оптимальности от начальной маркировки управляющих позиций;
- 2) двоичный характер маркировки управляющих позиций;
- 3) большая размерность задачи.

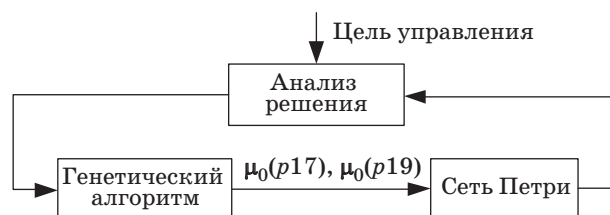
Далее представлен процесс решения задачи в программе Microsoft Excel в виде последовательности шагов.

1. Случайным образом формируются восемь векторов начальной маркировки позиций $\mu_0(p17)$, $\mu_0(p19)$ или хромосом (**ch1**, **ch2**, ..., **ch8**) и производятся оценки значений функции приспособленности $f(\mu_0(p17), \mu_0(p19))$ (табл. 5). Минимальное возможное количество особей в популяции определено эмпирически. При меньшем объеме популяции процесс имеет больше шансов сойтись к ложному оптимуму.

2. Выбираются хромосомы для скрещивания. Механизм выбора — традиционный с использованием рулетки. В табл. 6 представлены пары хромосом для скрещивания. Предполагается, что обмен генами будет производиться, начиная с пятнадцатого гена (середина хромосомы).

3. Формируется вторая популяция хромосом и определяются функции приспособленности (табл. 7).

Подтверждением правильности работы алгоритма, как правило, является уменьшение среднего значения функции приспособленности. В данном случае оно уменьшилось с 1823,88 до 1724,08.



■ Рис. 3. Структурная схема процесса решения задачи

■ Таблица 5. Начальная популяция хромосом

№ гена	ch1	ch2	ch3	ch4	ch5	ch6	ch7	ch8
1	0	1	0	1	1	0	0	1
2	0	1	1	1	0	1	1	0
3	1	0	1	0	1	0	1	0
4	1	1	0	1	1	1	0	1
5	1	0	1	0	1	0	1	0
6	1	1	0	1	0	1	0	1
7	0	1	0	1	0	1	1	0
8	1	0	1	0	1	0	1	0
9	1	0	0	1	0	1	1	0
...
29	1	0	1	1	0	1	1	0
30	1	1	1	0	1	1	0	0
T	1661,3	2077,7	1757	1853,6	2247,4	1635,6	1723	1635,4

■ Таблица 6. Пары родительских хромосом для следующей популяции

ch3	ch4	ch1	ch8	ch1	ch3	ch6	ch7
Пара №1		Пара №2		Пара №3		Пара №4	

■ Таблица 7. Второе поколение хромосом

№ гена	ch1	ch2	ch3	ch4	ch5	ch6	ch7	ch8
1	1	0	0	1	0	1	0	1
2	0	1	1	0	0	1	1	0
3	1	0	1	0	1	0	1	0
4	1	1	0	1	1	1	1	0
5	1	0	1	0	1	0	1	0
6	0	1	0	1	1	1	1	1
7	0	1	1	1	0	1	1	0
8	1	0	1	0	1	0	1	0
9	0	1	1	0	1	0	0	1
...
29	1	1	0	1	0	1	1	0
30	1	0	1	1	1	1	1	0
T	1904,2	1966,9	1619,7	1618,9	1705,3	1619,6	1604,4	1753,6

■ Таблица 8. Значения функции приспособленности третьего поколения

ch1	ch2	ch3	ch4	ch5	ch6	ch7	ch8
1824,7	1683,6	1709,6	1684,5	1604,1	1757	1635,6	1723

4. Аналогично выполняется второй шаг алгоритма и формируется третья популяция. Оцениваются ее функции приспособленности (табл. 8). Среднее значение функции 1692,713.

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что значение функции приспособленности от пятой хромосомы близко к оптимальному значению. Этот вывод подтверждают итоги предварительного аналитического решения задачи, в результате которого получена оценка оптимального времени производственного процесса без учета транспортных операций. Примерное суммарное время всех транспортных операций должно составить порядка 200 мин (см. табл. 2).

На основании полученных оценок выбранного критерия оптимальности наиболее рациональным следует признать деление потоков изделий по варианту, определяемому структурой хромосомы ch5. В случае необходимости дальнейшего уменьшения общего времени производства имитационный эксперимент следует продолжить с сопутствующим ему изменением начальной маркировки позиций p17 и p19.

Литература

1. Васильев Ф. П. Методы оптимизации. — М.: Факториал Пресс, 2002. — 824 с.
2. Котов В. Е. Сети Петри. — М.: Наука, 1984. — 160 с.
3. Горнев В. Ф., Емельянов В. В., Овсянников М. В. Оперативное управление в ГПС. — М.: Машиностроение, 1990. — 256 с.
4. Забелин Б. Ф. Анализ систем оперативно-производственного планирования // Экономические науки. 2009. № 5(54). С. 149–153.
5. Симаков П. В., Антамошкин А. Н., Дегтерев Д. А. Об оптимизации расписаний дискретных производств позаказного типа с применением имитационного моделирования // Системы управления и информационные технологии. 2009. № 1(35). С. 48–53.
6. Столбов В. Ю., Федосеев С. А. Модель интеллектуальной системы управления производством//Проблемы управления. 2006. № 5. С. 36–39.
7. Юдицкий С. А., Магергут В. З. Логическое управление дискретными процессами. Модели, анализ, синтез. — М.: Машиностроение, 1987. — 176 с.
8. Гладков Л. А., Курейчик В. В., Курейчик В. М. Генетические алгоритмы: учеб. пособие. 2-е изд. — М.: Физматлит, 2006. — 320 с.
9. Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. 2-е изд. — М.: Горячая линия-Телеком, 2008. — 452 с.

Заключение

Обобщить полученные результаты можно следующим образом.

Сформулирована задача оптимального распределения ресурсов в терминах раскрашенной сети Петри, имеющая практическое применение в системах управления производством.

Получена сетевая модель системы, в структуре которой отдельно выделены позиции, описывающие количество ресурсов.

Экспериментально подтверждена достаточно высокая скорость решения задачи оптимального планирования производства с использованием управляемой генетическим алгоритмом раскрашенной сети Петри.

Предложенный подход к решению задачи оптимизации загрузки ГПК может быть рекомендован для систем различного уровня сложности. Уменьшение времени поиска оптимального или близкого к оптимальному решения будет наиболее выражено для систем с большой номенклатурой изделий и многовариантной организацией производственного процесса.

При выборе размера популяции рекомендуется минимизировать количество хромосом, поскольку каждая особь связана с отдельным имитационным экспериментом на модели. Практически рекомендуется выбирать размер популяции в диапазоне от 8 до 32 особей в зависимости от требований к скорости и точности решения.

УДК 519.614

ВЫЧИСЛЕНИЕ МАТРИЦ АДАМАРА — ФЕРМА

Н. А. Балонин,

доктор техн. наук, профессор, старший научный сотрудник

М. Б. Сергеев,

доктор техн. наук, профессор, директор

НИИ информационно-управляющих систем Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики

Л. А. Мироновский,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Приведено определение обобщенных матриц Адамара, порядок которых отвечает числовой последовательности Ферма. Рассмотрены свойства матриц Адамара — Ферма, описан алгоритм их построения, приведены числовые примеры.

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

Введение

Решению проблемы поиска ортогональных матриц, близких по смыслу к матрицам Адамара, порядков, для которых последние не существуют, посвящены работы [1–5]. Один из подходов состоит в поиске ортогональных матриц, у которых элементы близки по абсолютной величине и принимают два или три различных значения — уровня. Будем называть такие матрицы двухуровневыми и трехуровневыми М-матрицами [2].

В теории чисел существуют хорошо известные последовательности чисел Мерсенна и Ферма. Последовательность Мерсенна задается формулой $n = 2^k - 1$ и начинается с чисел 1, 3, 5, 15, 31, ..., она принадлежит подмножеству чисел вида $4k - 1$. Последовательность Ферма, определяемая соотношением $n = 2^{2^k} + 1$, начинается с чисел 3, 5, 17, 257, 65537, 4294967297, 18446744073709551617, ... и принадлежит подмножеству чисел вида $4k + 1$.

В работе авторов [1] предложен итерационный способ построения последовательности двухуровневых ортогональных матриц (они названы матрицами Адамара — Мерсенна), порядки которых равны числам Мерсенна. В его основе лежит аналогия с классическим способом построения матриц Адамара порядков $n = 2^k$ с помощью формулы Сильвестра

$$S_{2n} = \begin{pmatrix} S_n & S_n \\ S_n & -S_n \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где в качестве начального значения используется число $S_1 = 1$.

В настоящей статье предлагается итерационная процедура построения последовательности трехуровневых ортогональных матриц, порядки которых равны числам Ферма, а также числам вида $n = 2^k + 1$, где k — четное (за исключением $k = 1$): 3, 5, 17, 65, 257, 1025,

Матрицы, порождаемые этой процедурой, будем называть матрицами Адамара — Ферма и обозначать F_n . Они обладают следующими свойствами:

— симметричны, ортогональны с тремя значениями элементов $a = 1, -b (b < a), b < s < a$;

— все элементы первых строки и столбца (и только они) равны s , кроме начального элемента, равного a .

Особо оговорим случай-исключение, матрицу F_3 (k — нечетное число), когда значения $b = s = 2a$ (превышают на старте значение a).

Таким образом, задача сводится к отысканию матриц с минимальной m -нормой на множестве ортогональных трехуровневых матриц порядков, равных числам последовательности Ферма.

Модифицированная формула Сильвестра

Пусть имеется матрица Адамара — Ферма F_n порядка n . Обозначим через S_{n-1} симметричную



■ Пьер Ферма, современник и друг математика Марена Мерсенна, был организатором и руководителем блестящего научного семинара, который посещали такие крупные ученые, как Декарт, Паскаль и др. Он широко известен благодаря так называемой теореме Ферма, трехсотлетние поиски доказательства которой создали целые отрасли математики, возросшие на еще более древней почве задач античности, идущих от великого Диофанта

матрицу, получаемую из матрицы F_n удалением ее первых строки и столбца. Модифицируем формулу удвоения порядка Сильвестра (1), заменив ее учереверением порядка по правилу, описанному ниже.

Положение 1. Рассмотрим модифицированную формулу Сильвестра

$$S_{4n-4} = \begin{pmatrix} S_{n-1}^* & S_{n-1} & S_{n-1} & S_{n-1} \\ S_{n-1} & S_{n-1}^* & S_{n-1} & S_{n-1} \\ S_{n-1} & S_{n-1} & S_{n-1}^* & S_{n-1} \\ S_{n-1} & S_{n-1} & S_{n-1} & S_{n-1}^* \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где матрица S_{n-1}^* образована заменой значений уровней a на $-b$ и наоборот.

Полученная по формуле (2) матрица S_{4n-4} симметрична, но ее порядок четен и на единицу меньше порядка следующей матрицы Адамара — Ферма F_{4n-3} . Для завершения рекурсивного перехода необходимо дополнительное окаймление матрицы (добавление строки и столбца). Важнейшим требованием является ортогональность матрицы, получаемой в результате окаймления.

Алгоритм построения матриц Адамара — Ферма

Для нахождения ортогонализирующего окаймления применим прием, описанный в работе [1].

Он основан на свойствах собственных чисел и собственных векторов блочных матриц.

Положение 2. Сформируем матрицу F_{4n-3} путем окаймления матрицы S_{4n-4} (2) в следующем виде:

$$F_{4n-3} = \begin{pmatrix} -\lambda & \mathbf{e}' \\ \mathbf{e} & S_{4n-4} \end{pmatrix},$$

где λ , \mathbf{e} — соответственно собственное число и собственный вектор матрицы S_{4n-4} .

Полученная таким образом матрица будет симметричной и ортогональной, если начинать итерационный процесс с матрицы

$$F_5 = \begin{pmatrix} a & s & s & s & s \\ s & a & -b & -b & -b \\ s & -b & a & -b & -b \\ s & -b & -b & a & -b \\ s & -b & -b & -b & a \end{pmatrix}. \quad (3)$$

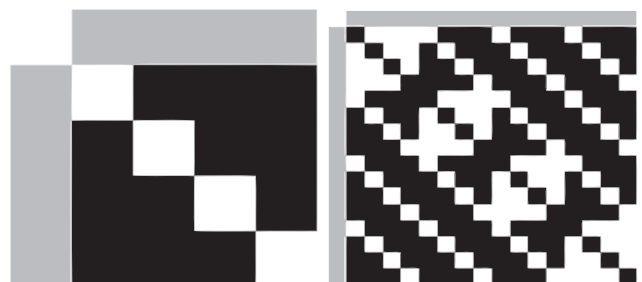
Матрицу S_4 получаем удалением ее первой строки и первого столбца («каймы»). Здесь $a = -\lambda$ — собственное число матрицы S_4 , взятое с обратным знаком; s — элементы соответствующего собственного вектора, причем $b < s < a$.

При $n = 5$, в частности, имеем $b = s = 2a/3$, в общем случае $b = \frac{n-q}{q}a$, $s = \frac{\sqrt{np-2\sqrt{p}}}{2q}a$, $q = \frac{p+\sqrt{p}}{2}$, $p = n - 1$. Справедливость положения 2 следует непосредственно из условия ортогональности.

Вырожденный случай-исключение F_3 получается из F_5 усечением той же структуры, но только вдвое (вследствие чего $b = s = 2a$):

$$F_3 = \begin{pmatrix} a & s & s \\ s & a & -b \\ s & -b & a \end{pmatrix}.$$

Структура матрицы F_5 и построенная по ней итерационно матрица F_{17} показаны на рис. 1, промежуточный уровень второй матрицы отвечает элементам отмеченного собственного вектора. Здесь белое поле — элемент матрицы вида $a = 1$, черное поле — элемент вида $-b$, серое поле — элемент каймы $b < s < a$.



■ Рис. 1. Портреты матриц Адамара — Ферма F_5 , F_{17}

Полузависимые значения уровней матриц являются корнями следующих алгебраических уравнений, называемых далее характеристическими:

$$qb - (n - q)a = 0, q^2s^2 - (np - 2\sqrt{p})a^2 / 4 = 0.$$

Уровни матриц Адамара — Мерсенна и Адамара — Ферма показаны на рис. 2, промежуточный уровень второй матрицы отвечает элементам собственного вектора симметричного вложения S_{16} .

Примеры характеристических уравнений для уровней, отвечающих условию ортогональности столбцов матрицы Адамара — Ферма, приведены в таблице.

При построении матриц Адамара — Мерсенна [1] собственному значению $\lambda = -a$ соответствует собственный вектор e , составленный из обоих элементов внутреннего блока (у матриц Адамара элементы собственного вектора равны 1). Строительный блок матрицы Адамара — Ферма отличается от них только тем, что собственный вектор содержит некоторые новые элементы $b < s < a$. При этом с ростом порядка уровни матриц не остаются постоянными, но их значения сближаются. Иными словами, элементы матриц Адамара — Ферма с ростом n стремятся к $\{1, -1\}$, т. е. в пределе они точно такие же, как и матриц Адамара.

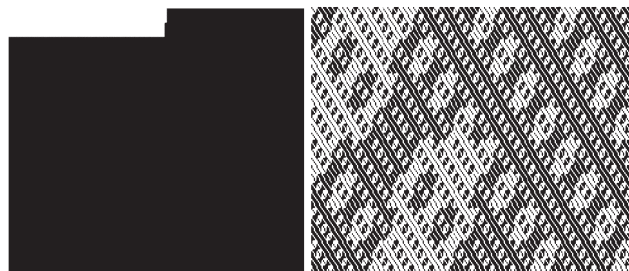
Пример. Для матрицы Адамара — Ферма (3) первая итерация модифицированного алгоритма Сильвестра дает



■ Рис. 2. Уровни матриц Адамара — Мерсенна M_{15} и Адамара — Ферма F_{17}

■ Уравнения и значения уровней

k	Матрица	Уравнения	Уровни
1	F_3	$b = 2a, s = 2a$	$b = s = 2a$
2	F_5	$3b = 2a, 3^2s^2 = 4a^2$	$b = 2a/3, s = 2a/3$
4	F_{17}	$10b = 7a, 10^2s^2 = 66a^2$	$b = 7a/10, s = \sqrt{66}a/10$
6	F_{65}	$36b = 29a, 36^2s^2 = 1036a^2$	$b = 29a/36, s = \sqrt{1036}a/36$
8	F_{257}	$136b = 121a, 136^2s^2 = 16440a^2$	$b = 121a/136, s = \sqrt{16440}a/136$



■ Рис. 3. График уровней элементов и портрет матрицы Адамара — Ферма F_{257}

$$S_4 = \begin{pmatrix} a & -b & -b & -b \\ -b & a & -b & -b \\ -b & -b & a & -b \\ -b & -b & -b & a \end{pmatrix}, S_4^* = \begin{pmatrix} -b & a & a & a \\ a & -b & a & a \\ a & a & -b & a \\ a & a & a & -b \end{pmatrix}.$$

На их основе расширенный блок следующей матрицы будет представлен в виде

$$S_{16} = \begin{pmatrix} -b & a & a & a & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b \\ a & -b & a & a & -b & a & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & a & -b & -b \\ a & a & -b & a & -b & -b & a & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & a & -b \\ a & a & a & -b & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & a \\ a & -b & -b & -b & -b & a & a & a & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & -b \\ -b & a & -b & -b & a & -b & a & a & -b & -b & -b & a & -b & -b & a & -b & -b \\ -b & -b & a & -b & a & a & -b & a & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & a & -b \\ -b & -b & -b & a & a & a & a & -b & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & a & -b \\ a & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & -b & a & a & a & a & -b & -b & -b & -b \\ -b & a & -b & -b & -b & a & -b & -b & a & -b & -b & a & -b & -b & a & -b & -b \\ -b & -b & a & -b & -b & -b & a & a & a & a & -b & -b & -b & -b & a & -b & -b \\ a & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & -b & a & a & a & a \\ -b & a & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & a & -b & -b & a & -b & a & -b & a \\ -b & -b & a & -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & a & -b & a & a & -b & a & a \\ -b & -b & -b & a & -b & -b & -b & a & a & a & a & a & a & a & -b & a & -b \end{pmatrix}.$$

Среди собственных чисел S_{16} , рассчитанной с учетом $a = 1$ и $b = 0,7$, выберем $\lambda = -1$, отвечающее уровню $a = 1$ этой матрицы. Соответствующий собственный вектор будет содержать 16 одинаковых элементов. Их значения получаем из условия ортогональности: $s \cong 0,8124$.

После формирования матрицы F_{17} через две итерации получим матрицу F_{257} (рис. 3), порядок которой соответствует следующему числу Ферма. Интересно отметить, что все эти матрицы содержат на портретах стилизованную букву Φ .

Заключение

В процессе поиска ортогональных матриц нечетных порядков, близких по своим свойствам к матрицам Адамара, удалось выделить класс трехуровневых матриц, названных матрицами Адамара — Ферма, и разработать итерационный алгоритм их построения для порядков $2^k + 1$ при $k = 1$ и при всех четных k . Элементы этих матриц

с ростом k стремятся к значениям $\{1, -1\}$, как и у матриц Адамара.

С учетом ранее полученных итерационных процедур построения матриц Адамара, Белевича и Адамара — Мерсенна теперь порядки начальных

матриц охватывают все целые числа начала числовой оси. Известные в теории пропуски среди матриц Белевича [6] также восполняются матрицами, близкими к матрицам Адамара — Мерсенна или Адамара — Ферма, что определяет их значимость.

Литература

1. Балонин Н. А., Сергеев М. Б., Мироновский Л. А. Вычисление матриц Адамара — Мерсенна // Информационно-управляющие системы. 2012. № 5. С. 92–94.
2. Балонин Н. А., Сергеев М. Б. М-матрицы // Информационно-управляющие системы. 2011. № 1. С. 14–21.
3. Балонин Н. А., Мироновский Л. А. Матрицы Адамара нечетного порядка // Информационно-управляющие системы. 2006. № 3. С. 46–50.
4. Балонин Ю. Н., Сергеев М. Б. М-матрица 22-го порядка // Информационно-управляющие системы. 2011. № 5. С. 87–90.
5. Шинтяков Д. В. Алгоритм поиска матриц Адамара нечетного порядка // Девятая научная сессия ГУАП: сб. докл. Ч. II. Технические науки. СПб.: ГУАП, 2006. С. 207–211.
6. Belevitch V. Theorem of $2n$ -terminal networks with application to conference telephony // Electr. Commun. 1950. Vol. 26. P. 231–244.

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 65.012.12

УПРАВЛЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫМИ ПОТОКАМИ В ТРАНСПОРТНО-ДОРОЖНОМ КОМПЛЕКСЕ (РЕГИОНАЛЬНЫЙ АСПЕКТ)

С. В. Еремин,

канд. техн. наук, министр

Министерство транспорта Красноярского края

На примере транспортно-дорожного комплекса Красноярского края показана система внутри- и внешне-отраслевого информационного взаимодействия. С учетом множественности информационных каналов и внушительного объема информации предложены пути оптимизации системы анализа и обработки информации, позволяющие более эффективно принимать управленческие решения.

Ключевые слова — информационные потоки, система информационного взаимодействия, системный анализ.

Введение

Современное развитие отраслевых и межотраслевых коммуникаций диктует повышенные требования к оперативности и качеству принятия управленческих решений. При этом динамика развития отраслевых менеджментов сопровождается стремительным ростом информационных массивов данных. Транспортный комплекс не является исключением из правил, а зачастую по многофакторности использования данных и сложности принятия решений находится в первых эшелонах государственного отраслевого управления.

В настоящей статье проведен анализ информационных потоков в транспортно-дорожном комплексе регионального уровня (на примере Красноярского края) с целью создать эффективную систему управления отраслевыми компонентами путем автоматизации информационных потоков, под которой понимается разработка алгоритмов обработки и анализа информации, позволяющих оптимизировать процесс принятия управленческих решений.

Структура транспортно-дорожного комплекса Красноярского края

В целях единого понимания и толкования термина «отраслевая компонента», используемого в статье, дадим определение этому понятию. К отраслевой компоненте относятся автомобильный, железнодорожный, водный, авиационный транс-

порт и дорожный комплекс, выполняющие отдельные отраслевые миссии, но в совокупности образующие единую региональную транспортную систему.

Для формирования представления о масштабах отраслевых информационных потоков необходимо, прежде всего, укрупненно представить структуру и объемы транспортно-дорожного комплекса Красноярского края [1, 2].

Первым уровнем транспортной системы являются непосредственно базовые компоненты, представленные практически всеми видами транспорта и дорожным хозяйством.

Ежегодный объем перевозок представлен в таблице.

Протяженность судоходных путей в крае составляет 7,5 тыс. км. Эксплуатационная длина Красноярской железной дороги в пределах региона — 2,1 тыс. км. Краевые автомобильные дороги являются частью федерального, регионального, муниципального и частного имущества. Их

Транспорт	Перевозка	
	грузов, млн т	пассажиров, млн чел.
Автомобильный	15	450
Железнодорожный	50	9
Внутренний водный	4,5	0,2
Воздушный	0,004	2
Итого	69,5	461,2

общая протяженность более 43 тыс. км, в том числе: федеральных — 1243 км, региональных — 14 137 км, местных (улично-дорожной сети) — 14 007 км, местных (межпоселенческих) — 2240 км, автозимников — 9076 км, ведомственных — 2362 км.

Структура информационного взаимодействия в транспортно-дорожном комплексе Красноярского края

Несомненно, перечисленные компоненты первого уровня по функциональному набору являются самостоятельными отраслевыми системами, но при этом нуждаются в консолидации и управлении. Равновесность целостного транспортно-дорожного комплекса может быть обеспечена только при наличии взаимозаменяемых и дополняемых внутриотраслевых связей. Другими словами, все отраслевые компоненты, являясь самостоятельными системами, одновременно не могут существовать изолированно друг от друга.

В свою очередь, каждая отраслевая компонента транспортной системы имеет свой механизм взаимодействия — как внутренний, так и внешний. Это второй уровень взаимодействия, который решает внутрикомпонентные задачи.

Вместе с тем система и ее отдельные компоненты активно взаимодействуют с внешней средой. Участников внешнего взаимодействия можно условно разделить на две части:

- иные государственные системы;
- потребители услуг.

Проиллюстрируем взаимодействие с иными государственными системами. Так, невозможно представить одну из самых потенциально общественно опасных отраслей без воздействия государственных контрольно-надзорных инстанций: органов МВД, МЧС, транспортных надзоров и т. д. Безопасность напрямую коррелирует с уровнем образования кадрового потенциала, качеством экстренного медицинского обслуживания пострадавших, метеорологического обеспечения и др. Данные системы являются балансирующими и обеспечивающими для отраслевых компонент и системы в целом.

Но ключевой внешней системой, несомненно, является потребитель услуг, который в ряде случаев выступает пользователем (автомобильных дорог), а в ряде случаев — заказчиком услуг (транспорта). При этом уровень влияния потребителя услуг является основополагающим, так как именно он — финишное звено макросистемы «транспорт — потребитель».

В конечном счете, с потребительской точки зрения результат этого комплексного взаимодействия систем выглядит достаточно просто — обе-

спечение населения комфортным и безопасным транспортным сообщением.

Таким образом, качественное решение государственных задач транспортно-дорожного комплекса напрямую зависит от правильности, грамотности и сбалансированности использования и распределения информационного ресурса внутри системы и ее компонент (рисунок).

Актуальность этого вопроса, на наш взгляд, очень сильно связана с растущими активными интеграционными процессами между транспортно-дорожными компонентами и обществом. Взаимосвязь качества транспортного обслуживания с общим уровнем жизни с каждым годом приобретает все более контрастные очертания. Потребитель неминуемо повышает требования к маршрутной сети, подвижному составу, качеству дорожного полотна и т. д. Но одновременно требования потребителей сдерживаются уровнем их доходов и финансовой обеспеченности бюджетов. Таким образом, транспортная система является не только информационно насыщенной, но и потенциально конфликтной, что также служит причиной создания эффективной информационной системы управления.

Можно выделить ряд технологических задач по повышению качества управления отраслевыми информационными потоками, которые обеспечат более системное, взвешенное и оперативное принятие решений:

- формирование геоинформационной системы в дорожном комплексе;
- автоматизацию процессов принятия решений на основе гидродинамического принципа об-



■ Система информационного взаимодействия в транспортно-дорожном комплексе региона

следования транспортных потоков и вариативного моделирования дорожной ситуации;

— создание системы поддержки принятия решений при планировании работ по содержанию и ремонту автомобильных дорог Красноярского края;

— интеллектуализацию и интеграцию процессов диспетчеризации транспортно-дорожного комплекса;

— разработку автоматизированных систем парктронизации маршрутной сети и интеллектуального моделирования маршрутных карт.

Заключение

Ранее исследовалась проблема внедрения в транспортно-дорожной комплекс системы оценки аварийных ситуаций на автодорогах Красноярского края, которая является одним из элементов системы информационного управления транспортно-дорожным комплексом [3].

Основным направлением дальнейших исследований должны служить новые адаптивные подходы к системному анализу, обработке и управлению информационными потоками транспортно-дорожной системы Красноярского края. При

этом идеальной моделью информационного управления транспортным комплексом будет являться интегральная система, обобщающая все виды вышеуказанных задач.

Литература

1. **Распоряжение** Правительства Красноярского края. Ведомственная целевая программа «Развитие транспортной системы Красноярского края на 2012–2014 годы» // Ведомости высших органов государственной власти Красноярского края. 2011. № 69(510). С. 239–282.
2. **Постановление** Правительства Красноярского края. Долгосрочная целевая программа «Дороги Красноярья» на 2012–2016 годы // Ведомости высших органов государственной власти Красноярского края. 2011. № 58(499). С. 14–37.
3. **Еремин С. В.** Региональная информационная система оценки аварийных ситуаций на автодорогах (на примере Красноярского края): дис. ... канд. техн. наук. — Красноярск, 2001. — 152 с.

УДК 004.052:621.31

ИЗЫТОЧНАЯ СЕТЕВАЯ ЕДИНИЦА КАК ОСНОВА ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

А. Ю. Свистунов,
руководитель отдела внедрения
ООО «РСМ-Системы», г. Москва

Рассматривается задача повышения надежности электрических распределительных сетей за счет объединения трансформаторных подстанций в избыточные сетевые единицы.

Ключевые слова — электрические распределительные сети, избыточная сетевая единица, надежность сетей.

Техническое развитие человечества привело к тому, что сегодня окружающий нас мир стал сетевым. Сетевые решения характерны не только в сфере обеспечения информационных потребностей людей (Интернет, сетевое телевидение, сети распространения периодических изданий), в сфере обеспечения людей товарами и услугами (сетевая торговля, сети обеспечения услугами), но и в сфере обеспечения жизнедеятельности (водопроводные, газовые, электрические сети).

При разнице функционального назначения перечисленных сетей в них можно выделить общие основные инфраструктурные решения [1–3] и два возможных характера взаимодействия в структуре — непрерывный и дискретный. Это позволяет предположить, что лучшие разработанные модели поведения одних сетей, а также модели обеспечения надежности их функционирования применимы для других сетей [4].

В данной статье рассматривается метод повышения надежности компьютерных сетей [5, 6] применительно к электрическим распределительным сетям [7, 8], базирующийся на введении избыточной сетевой единицы [9].

Модель электрической сети.

Упрощенная модель компьютерной сети [9] (рис. 1) применима для моделирования электрической распределительной сети: *МОИ* соответствуют подстанциям (ПС), которые получают электричество от системы генерации и понижают напряжение; *МВС* — воздушным линиям электропередачи (ВЛЭП) и распределительным устройствам (РУ), отвечающим за передачу и распределение электроэнергии; *МРС* — трансформатор-

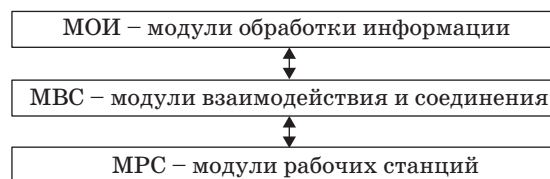
ным подстанциям (ТП), отвечающим за доставку электроэнергии конечному потребителю.

Сравнение объектов компьютерных и электрических сетей, способов их функционирования и условий, при которых они становятся подобными в части выполнения основной задачи — обеспечения коммуникации источника и приемника, рассмотрены в работе [4].

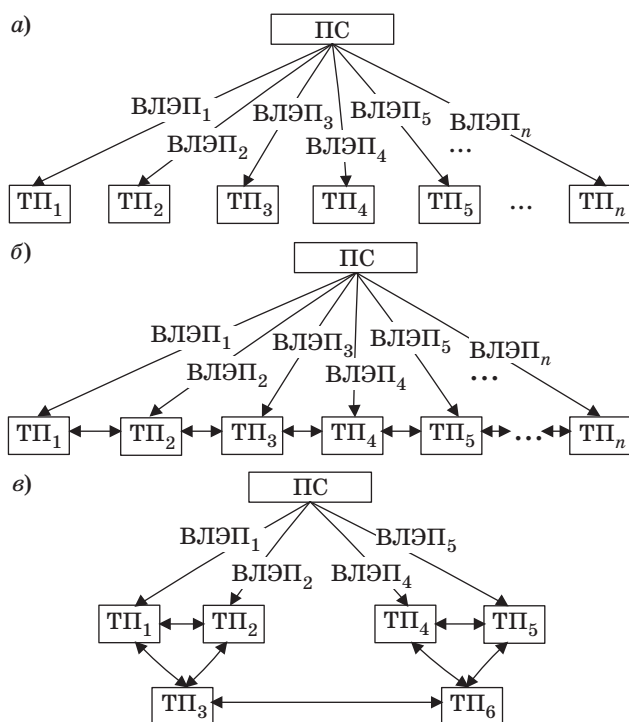
Стандартная организация распределительной электрической сети (рис. 2, а) — параллельное присоединение потребителей $ТП_i$ ($i = 1, n$) к источнику питания — подстанции. Отказ одного любого канала связи (ВЛЭП_{*i*}) между ПС и $ТП_i$ приводит к недополучению электроэнергии потребителями, присоединенными к этой ТП.

Одним из вариантов решения задачи повышения надежности в приведенной структуре сети является создание дополнительных связей между ее элементами — в данном случае это последовательное соединение [10] ТП (рис. 2, б).

Для приведенной модели введем понятие «пути» от ПС к ТП — это совокупность возможных последовательно объединяемых связей, обеспечивающих их соединение. В случае организации фрагмента сети с использованием последова-



■ **Рис. 1.** Упрощенная модель локальной вычислительной сети



■ **Рис. 2.** Модель фрагмента распределительной электрической сети: *а* — стандартная организация; *б* — с последовательным соединением подстанций; *в* — с использованием избыточной сетевой единицы

тельного соединения каждый потребитель имеет по шесть путей от источника, причем элементы $ТП_1$ и $ТП_n$ имеют всего по два пути на своем уровне фрагмента сети. Таким образом, минимальное количество связей, отказ которых приводит к неработоспособности сети, равен двум.

Введение избыточной сетевой единицы.

Избыточность как метод повышения надежности применяется в большинстве технических систем. Среди методов повышения надежности взаимодействия и соединения в компьютерных сетях одним из действенных является метод избыточной маршрутизации, который служит для борьбы с разрывами связей вследствие отказа одного из каналов передачи данных. Аналогом для энергосистем является приведенное выше создание дополнительных связей (их резервирование), направленное на исключение недопоставок электроэнергии потребителям при отказе одной или нескольких связей, хотя традиционно выделяются еще три вида избыточности [7]: совершенствование конструкций и материалов; технического обслуживания и ремонтов; систем контроля и управления процессами.

При построении компьютерных сетей достаточно эффективно используется избыточная сете-

вая единица, применение которой описано в работе [9]. Здесь между тремя модулями сети используется три связи: именно эта сетевая единица обеспечивает избыточность маршрутизации.

Введение в структуру распределительной сети избыточных сетевых единиц, роль которых будет играть совокупность трех ТП с тремя связями (рис. 2, *в*), дает значения показателей минимального количества связей, приводящих к отказам, равного трем, и количества путей от источника к каждому потребителю, равного девяти. Из рисунка следует, что объединение ТП в сетевые единицы не меняет исходную модель распределения электроэнергии в сети.

Аналогично повышения надежности методом избыточной сетевой единицы можно добиться для фрагмента распределительной электрической сети более высокого уровня — генерирующего оборудования и ПС более высокого класса напряжения — 500, 220, 110 кВ.

Литература

1. Олифер В. Г., Олифер Н. А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. — СПб.: Питер, 2001. — 672 с.
2. Амато Вито. Основы организации сетей Cisco. Т. 2. — Вильямс, 2002. — 464 с.
3. Справочник по проектированию электрических сетей. Изд. 3-е, перераб. и доп. / Под ред. Д. Л. Файбисовича. — М.: ЭНАС, 2009. — 390 с.
4. Свистунов А. Ю. О применимости моделей построения и управления компьютерными сетями к сетям электрическим // Научная сессия ГУАП: сб. докл. в 3 ч. Ч. II. Технические науки. СПб.: ГУАП, 2012. С. 145–146.
5. Глазунов Л. П., Грабовецкий В. П., Щербаков О. В. Основы надежности автоматических систем управления. — Л.: Энергоатомиздат, 1984. — 208 с.
6. Черкесов Г. Н. Надежность аппаратно-программных комплексов. — СПб.: Питер, 2005. — 479 с.
7. Савоськин Н. Е. Надежность электрических систем: учеб. пособие/ПГУ. — Пенза, 2004. — 102 с.
8. Ушаков И. А. Курс теории надежности систем. — М.: Дрофа, 2008. — 241 с.
9. Бритов А. Г. Методы повышения надежности сетевых технологий для корпоративных информационных систем: дис. ... канд. техн. наук. — СПб.: ГУАП, 2007. — 140 с.
10. Зорин В. В., Тисленко В. В. Надежность систем электроснабжения: учеб. пособие для вузов. — Киев: Выща шк., 1984. — 192 с.

АКАТЬЕВ
Дмитрий
Юрьевич



Профессор кафедры математики и информатики Нижегородского государственного лингвистического университета.

В 1977 году окончил Горьковский политехнический институт, факультет радиоэлектроники и технической кибернетики по специальности «Автоматизированные системы управления». В 1993 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 40 научных публикаций и 11 патентов на изобретения.

Область научных интересов — статистическое распознавание образов, анализ и распознавание речи.

Эл. адрес: akatjev@lunn.ru

АЛПАТОВ
Борис
Алексеевич



Профессор, заведующий кафедрой автоматизации и информационных технологий в управлении Рязанского государственного радиотехнического университета, заслуженный работник высшей школы РФ.

В 1972 году окончил Рязанский государственный радиотехнический институт по специальности «Автоматизированные системы управления».

В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 175 научных публикаций и 20 патентов на изобретения.

Область научных интересов — обработка изображений, замкнутые системы автоматического сопровождения объектов по данным видеонаблюдения.

Эл. адрес: aitu@rsreu.ru

АЮЕВ
Вадим
Валерьевич



Доцент кафедры программного обеспечения ЭВМ, информационных технологий и прикладной математики Калужского филиала Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана.

В 2005 году окончил Калужский филиал Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана по специальности «Информатика и вычислительная техника».

В 2007 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 30 научных публикаций.

Область научных интересов — искусственные нейронные сети, Data Mining, роевой интеллект, мультиагентные системы.

Эл. адрес: vadim.ayuyev@gmail.com

БАЛАШОВ
Олег
Евгеньевич



Доцент кафедры автоматизации и информационных технологий в управлении Рязанского государственного радиотехнического университета, лауреат гранта Президента РФ для государственной поддержки молодых российских ученых в 2009–2010 гг.

В 2002 году окончил Рязанскую государственную радиотехническую академию.

В 2006 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 37 научных публикаций и одного патента на изобретение.

Область научных интересов — обработка изображений, управление замкнутыми системами автоматического сопровождения объектов.

Эл. адрес: aitu@rsreu.ru

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-книги с исполняемыми алгоритмами, научные социальные сети.

Эл. адрес: korbendfs@mail.ru

БАЛЫШЕВА
Ольга
Леонидовна



Доцент кафедры электроники и оптической связи Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1992 году окончила Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиотехника».

В 1998 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 40 научных публикаций и одного патента на изобретение.

Область научных интересов — акустоэлектроника, радиотехника.

Эл. адрес: balysheva@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

ВИКТОРОВ
Юрий
Олегович



Младший научный сотрудник лаборатории САПР, Intel Corporation, г. Москва, аспирант кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. В 2010 году окончил с золотой медалью Санкт-Петербургский государственный политехнический университет по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети». Является автором трех научных публикаций. Область научных интересов — архитектура ЭВМ, микроархитектура СБИС, компьютерные сети, формальная верификация. Эл. адрес: yuriy.viktorov@intel.com

ДМИТРИЕВ
Валерий
Федорович



Профессор кафедры электроники и оптической связи Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, начальник отдела ОАО «Радар ммс». В 1981 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности «Промышленная электроника». В 2004 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 65 научных публикаций. Область научных интересов — моделирование и проектирование акустоэлектронных устройств и функциональных модулей на их основе. Эл. адрес: vf_dmitriev@rambler.ru

ВАСИЛЬЕВ
Владимир
Николаевич



Профессор, ректор, заведующий кафедрой компьютерных технологий Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, член ряда академий, заслуженный деятель науки РФ, награжден рядом правительственных наград. В 1974 году окончил Ленинградский политехнический институт. В 1990 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 150 научных публикаций и 15 патентов на изобретения. Область научных интересов — оптико-информационные системы и технологии, нанотехнологии, компьютерные и телекоммуникационные технологии. Эл. адрес: vasilev@mail.ifmo.ru

ГОТМАНОВ
Александр
Николаевич



Научный сотрудник лаборатории САПР, Intel Corporation, г. Москва. В 2005 году окончил Московский государственный университет им. М. В. Ломоносова по специальности «Прикладная математика и информатика». Является автором десяти научных публикаций. Область научных интересов — моделирование микроархитектуры СБИС, формальная верификация. Эл. адрес: alexander.gotmanov@intel.com

ДРАГУНОВ
Александр
Иванович



Студент кафедры лазерных технологий и экологического приборостроения Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики. Область научных интересов — лазеры, осветительная и изображающая оптика. Эл. адрес: AlexDragunov27@yandex.ru

ЕРЕМИН
Сергей
Васильевич



Министр транспорта Красноярского края.

В 1998 году окончил Красноярский государственный технический университет, автотранспортный факультет по специальности «Организация перевозок и управление на автомобильном транспорте».

В 2001 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 12 научных публикаций.

Область научных интересов — анализ и управление информационными потоками в транспортной области, моделирование транспортных задач, информационные системы.

Эл. адрес: 140576@mail.ru

ЖИЛИН
Игорь
Витальевич



Аспирант Института проблем передачи информации им. А. А. Харкевича РАН, г. Москва.

В 2012 году окончил Московский физико-технический институт по магистерской программе «Телекоммуникационные сети и системы».

Является автором пяти научных публикаций.

Область научных интересов — теория информации, теория кодирования.

Эл. адрес: zhilin@iitp.ru

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

ИВАНОВ
Федор
Ильич



Аспирант Института проблем передачи информации им. А. А. Харкевича РАН, г. Москва.

В 2011 году окончил Дальневосточный федеральный университет по специальности «Математические методы защиты информации».

Область научных интересов — теория информации, теория кодирования.

Эл. адрес: eastlion2009@gmail.com

КЛУДЗИН
Виктор
Владимирович



Профессор кафедры электроники и оптической связи Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, заслуженный работник высшей школы РФ.

В 1963 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиоэлектроника».

В 1989 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 100 научных публикаций, в том числе трех монографий.

Область научных интересов — акустооптические методы обработки радио- и оптических сигналов, физическая акустика, волновая оптика, радиоэлектроника.

Эл. адрес: weconf@home.ru

КОРЕНЬКОВ
Дмитрий
Павлович



Аспирант кафедры программно-обеспечения ЭВМ, информационных технологий и прикладной математики Калужского филиала Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана.

В 2011 году окончил Калужский филиал Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана по специальности «Информатика и вычислительная техника».

Является автором 17 научных публикаций.

Область научных интересов — мультиагентные системы, робототехника, системы искусственного интеллекта.

Эл. адрес: DmitryKorenkov@gmail.com

**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

**ЛИВШИЦ
Ирина
Леонидовна**



Старший научный сотрудник, заведующая лабораторией специальных оптических и ТВ-систем Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики.

В 1974 году окончила Ленинградский институт точной механики и оптики.

В 1980 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором более 120 научных публикаций.

Область научных интересов — оптические и оптико-информационные системы.

Эл. адрес: irina@jupiter.spb.ru

**МИРОНОВСКИЙ
Леонид
Алексеевич**



Профессор кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Действительный член Академии навигации и управления движением, заслуженный работник высшей школы.

В 1962 году окончил Ленинградский политехнический институт. В 1981 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 170 научных публикаций, соавтором пяти учебников и монографий, автором более 50 изобретений.

Область научных интересов — техническая диагностика и компьютерное моделирование динамических систем.

Эл. адрес: mir@aanet.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

**ОСИПОВ
Василий
Юрьевич**



Профессор, ведущий научный сотрудник Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН.

В 1981 году окончил Высшее военно-морское училище радиоэлектроники им. А. С. Попова по специальности «Радиотехнические средства».

В 2000 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 100 научных публикаций.

Область научных интересов — интеллектуальные системы, моделирование, информационная безопасность.

Эл. адрес: osipov_vasily@mail.ru

**ПОНОМАРЕВ
Андрей
Васильевич**



Кандидат технических наук, научный сотрудник лаборатории интегрированных систем автоматизации Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН.

В 2003 году окончил Тюменский государственный нефтегазовый университет по специальности «Автоматизированные системы обработки информации и управления».

В 2012 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором десяти научных публикаций.

Область научных интересов — дискретная оптимизация, технологии баз данных, системы поддержки принятия решений.

Эл. адрес: ponomarev.a.v@gmail.com

САВЧЕНКО
Владимир
Васильевич



Профессор, заведующий кафедрой математики и информатики Нижегородского государственного лингвистического университета.

В 1977 году окончил Горьковский политехнический институт, факультет радиоэлектроники и технической кибернетики по специальности «Автоматизированные системы управления».

В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 150 научных публикаций и 26 патентов на изобретения.

Область научных интересов — статистические методы обработки информации, распознавание образов и прогнозирование случайных сигналов.

Эл. адрес: svv@lunn.ru

СВИСТУНОВ
Александр
Юрьевич



Руководитель отдела внедрения ООО «PCM-Системы», г. Москва, соискатель ученой степени кандидата технических наук при кафедре вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2004 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет водных коммуникаций по специальности «Информационные системы на транспорте».

Область научных интересов — автоматизированные системы управления, надежность сетевых структур.

Эл. адрес:

aysvistunov@rcm-systems.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

СОКОЛОВА
Елена
Алексеевна



Старший научный сотрудник лаборатории автоматизированного проектирования оптико-информационных и энергосберегающих систем Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики.

В 1981 году окончила Ленинградский институт точной механики и оптики по специальности «Оптические и оптико-электронные системы».

В 2000 году защитила диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором 63 научных публикаций и девяти патентов на изобретения.

Область научных интересов — теория и методы изготовления дифракционных решеток и их применение в спектральных приборах, дифракционная оптика и др.

Эл. адрес: elena@scarlet.nl

СОЛОВЬЕВА
Татьяна
Николаевна



Аспирант, ассистент кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2010 году окончила Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Информатика и вычислительная техника».

Является автором 11 научных публикаций.

Область научных интересов — техническая диагностика, теория динамических систем, теория автоматического управления, компьютерное моделирование.

Эл. адрес: famsol@yandex.ru

СОЧНЕВ
Алексей
Николаевич



Доцент кафедры робототехники и технической кибернетики Сибирского федерального университета, г. Красноярск.

В 2000 году окончил Красноярский государственный технический университет по специальности «Роботы и робототехнические системы».

В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 26 научных публикаций.

Область научных интересов — теория сетей Петри, интеллектуальных систем управления, искусственный интеллект.

Эл. адрес: lesek@mail.ru

СТЕПАШКИН
Алексей
Иванович



Доцент кафедры автоматизации и информационных технологий в управлении Рязанского государственного радиотехнического университета, почетный работник высшего профессионального образования РФ.

В 1963 году окончил Рязанский государственный радиотехнический институт по специальности «Автоматика и телемеханика».

В 1970 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 110 научных публикаций и 20 патентов на изобретения.

Область научных интересов — обработка изображений, замкнутые системы автоматического сопровождения объектов по данным видеонаблюдения.
Эл. адрес: aitu@rsreu.ru

ТИХОНОВ
Эдуард
Прокофьевич



Профессор кафедры биомедицинской электроники и охраны среды Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», член-корреспондент Метрологической академии.

В 1963 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения.

В 2009 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 190 научных публикаций, в том числе более 60 авторских свидетельств и патентов на изобретения.

Область научных интересов — кибернетика, информатика, моделирование, информационно-измерительные системы, биомедицинская инженерия.
Эл. адрес: edikleti@yandex.ru

ТРОФИМОВ
Дмитрий
Викторович



Начальник сектора НКЦ ВКТ ОАО «Государственный Рязанский приборный завод».

В 2000 году окончил Рязанский государственный радиотехнический институт по специальности «Управление и информатика в технических системах».

Является автором 17 научных публикаций.

Область научных интересов — обработка изображений, замкнутые системы автоматического сопровождения объектов по данным видеонаблюдения.
Эл. адрес: hunter-rzn@yandex.ru

ЧИЧЕРОВА
Елизавета
Владимировна



Аспирант кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, инженер-конструктор ОАО «Климов».

В 2011 году окончила Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Приборостроение».

Является автором семи научных публикаций.

Область научных интересов — теория систем автоматического управления и компьютерное моделирование динамических систем.
Эл. адрес: proffgrand@mail.ru

УДК 004.3

Адаптация схем классических широкоугольных объективов для использования в цифровых камерах
Васильев В. Н., Драгунов А. И., Лившиц И. Л., Сергеев М. Б., Соколова Е. А. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 2–6.

Представлены пути повышения информативности цифровых камер оптико-информационных систем за счет улучшения коррекции хроматических аберраций широкоугольного объектива в расширенном спектральном диапазоне.

Ключевые слова — повышение информативности системы, цифровые камеры, широкоугольный объектив, спектральный диапазон, хроматические аберрации.

Список лит.: 3 назв.

УДК 681.513.3

Алгоритм вычисления угловых координат линии визирования оператора в нацеленной системе позиционирования

Алпатов Б. А., Балашов О. Е., Степашкин А. И., Трофимов Д. В. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 7–11.

Рассматривается один из возможных вариантов построения нацеленной системы обзора и целеуказания. Приводится алгоритм вычисления угловых координат линии визирования оператора с использованием светочувствительных линеек в качестве видеодатчиков.

Ключевые слова — нацеленная система целеуказания, измерение угловых координат, линейный видеодатчик.

Список лит.: 5 назв.

УДК 004.[023+05+923]

Гибридный метод выделения границ закрытого помещения по данным низкоточных сканирующих систем
Кореньков Д. П., Аюев В. В. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 12–20.

Рассмотрена проблема определения границ закрытого помещения по неточным, зашумленным данным. Синтезирован гибридный метод определения границ на основе алгоритмов работы с сеточными функциями, параллельными отрезками и математической эрозией. Проведено моделирование в среде WeBots, показавшее высокую эффективность предложенного решения.

Ключевые слова — неточные данные, математическая эрозия, сеточная функция, WeBots, выделение границ, сканирующая система.

Список лит.: 19 назв.

УДК 629.735.33

Анализ спектров в оптическом диапазоне. Резонаторный анализ

Ваганов М. А., Москалец О. Д. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 21–27.

Рассматривается специфика измерения спектров оптических сигналов и аналитические методы спектральных измерений в радио- и оптическом диапазоне. В качестве модели анализируемого оптического сигнала принят гармонизируемый случайный процесс. Одномерный интегральный оператор, устанавливающий соотношения вход-выход линейной системы, преобразован к матричной форме на случай многомерной линейной системы для параллельного анализатора спектра сигналов оптического диапазона. Установлена связь числа резонаторов со временем измерения текущего спектра.

Ключевые слова — многомерная линейная система, параллельный анализ спектра, оптический сигнал, комплексный спектр, гармонизируемый случайный процесс, матричная аппаратная функция, интерполяционная теорема.

Список лит.: 20 назв.

UDC 004.3

Adaptation of Classical Wide Angle Lenses for their Application in Digital Cameras

Vasilyev V. N., Dragunov A. I., Livshits I. L., Sergeev M. B., Sokolova E. A. IUS, 2012. N 6. P. 2–6.

Ways to enhance information capability of digital cameras of optical and information systems by improving chromatic aberration correction of a wide angle lens in the extended spectral range are presented.

Keywords — Enhancing Information Capability, Digital Cameras, Wide Angle Lens, Spectral Range, Chromatic Aberrations.

Refs: 3 titles.

UDC 681.513.3

Algorithm of Operator Viewing Line Angular Displacement Measurement in Helmet-Mounted Positioning System

Alpatov B. A., Balashov O. E., Stepashkin A. I., Trofimov D. V. IUS, 2012. N 6. P. 7–11.

An option of helmet-mounted sight and positioning system has been considered. The algorithm of calculation of viewing line angular displacement using light-sensitive lines as video sensors is presented.

Keywords — Helmet-Mounted Positioning System, Angular Displacement Measurement, Linear Video Sensor.

Refs: 5 titles.

UDC 004.[023+05+923]

Hybrid Method for Indoor Border Detection Based on Low Precision Scanning System Data

Korenkov D. P., Ayuyev V. V. IUS, 2012. N 6. P. 12–20.

The problem of indoor border detection based on low precision and noisy data is considered. A hybrid border detection method based on grid functions, mathematical erosion and parallel segments processing has been synthesized. The method efficiency investigation has been conducted in WeBots robot simulation software. The research results have shown high efficiency of the proposed solution.

Keywords — Uncertain Data, Mathematical Erosion, Grid Function, WeBots, Border Detection, Scanning System.

Refs: 19 titles.

UDC 629.735.33

Spectrum Analysis in Optical Range. Resonator Analysis

Vaganov M. A., Moskaletz O. D. IUS, 2012. N 6. P. 21–27.

Peculiarities of spectral measurement of optical signals and analytical methods of spectral measurements in radio — and optical ranges are considered. A harmonized random process has been taken as model of the analyzed optical signal. In case of a multidimensional linear system a one-dimensional integrated operator establishing input — output connection of the linear system has been transformed into matrix form. The connection between the number of resonators and time of a current spectrum measurement has been established.

Keywords — Multidimensional Resonator System, Parallel Spectrum Analysis, Optical Signal, Complex Spectrum, Harmonized Random Process, Matrix Spectrum Spread Function, Interpolation Theorem.

Refs: 20 titles.

УДК 004.8

Рекуррентная нейронная сеть со спиральной структурой слоев

Осипов В. Ю. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 28–32.

Исследованы возможности рекуррентной нейронной сети со спиральной структурой слоев. Рассмотрен алгоритм ее функционирования. Приведены результаты моделирования. Показано, что такая сеть при встречном продвижении совокупностей единичных образов вдоль слоев обладает избирательностью по обработке информации. За счет такого продвижения расширяются возможности сети по запоминанию и ассоциативному извлечению из памяти сигналов.

Ключевые слова — нейронная сеть, спиральная структура, встречное продвижение, совокупности единичных образов.

Список лит.: 9 назв.

УДК 681.5

Способы оптимизации динамических систем, содержащих нелинейности типа зоны нечувствительности

Чичерова Е. В. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 33–37.

Исследованы некоторые вопросы, связанные с обеспечением динамических характеристик системы автоматического управления турбовального двигателя на примере контура управления расходом топлива. Проведен анализ альтернативных методов управления, повышающих точность, быстродействие и качество переходных процессов. Рассмотрены линейный пропорционально-интегральный регулятор, нелинейный оптимальный по быстродействию регулятор и регулятор переменной структуры. Проведен сравнительный анализ работы исследуемых регуляторов, по результатам которого выбран лучший с точки зрения обеспечения требуемого качества регулирования и простоты технической реализации.

Ключевые слова — система автоматического управления, контур управления расходом топлива, ПИ-регулятор, принцип максимума, регулятор переменной структуры, устойчивость, точность, быстродействие.

Список лит.: 13 назв.

УДК 621.372:519.72

Результаты экспериментальных исследований методики формирования фонетической базы данных диктора из непрерывного потока его разговорной речи

Савченко В. В., Акатьев Д. Ю. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 38–42.

Ставится задача автоматического формирования фонетической базы данных диктора из непрерывного потока его устной речи. Предложена методика ее решения на основе когнитивной акустической модели минимальных звуковых единиц типа фонетического кластера в информационной метрике Кульбака — Лейблера. Рассмотрен пример практической реализации методики, представлены программа и результаты экспериментальных исследований.

Ключевые слова — речь, русская речь, фонема, фонетический анализ речи, критерий минимума информационного рассогласования.

Список лит.: 8 назв.

UDC 004.8

Recurrent Neural Network with Spiral Structure of Layers

Osipov V. Yu. IUS, 2012. N 6. P. 28–32.

Capabilities of a recurrent neural network with spiral structure of layers are investigated. The algorithm of its functioning is considered. The results of modeling are given. It is shown that the network demonstrates selectivity of information processing at counter advancement of sets of individual images along the layers. Due to this advancement the network capabilities for storing and associative extraction of signals from memory enhance.

Keywords — Neural Network, Spiral Structure, Counter Advancement, Sets of Individual Images.

Refs: 9 titles.

UDC 681.5

Optimization Method for Dynamic Systems Containing Nonlinearity Type of the Dead Zone

Chicherova E. V. IUS, 2012. N 6. P. 33–37.

Some issues concerning provision of dynamic characteristics for an automatic control system of a turboshaft engine have been studied on the example of a fuel flow control loop. The analysis of optional control methods increasing accuracy, response time and improving transient processes has been conducted. Linear proportional controller, modified PI-controller, time optimal controller and variable structure controller have been considered. A comparative analysis of the controllers under study was done. As a result, the best controller in terms of the required control quality and simplicity of its practical implementation was selected.

Keywords — Automatic Control System, Fuel Flow Control Loop, PI-Controller, Maximum Principle, Variable Structure Controller, Stability, Accuracy, Response Time.

Refs: 13 titles.

UDC 621.372:519.72

Results of an Experimental Study on Methods of Speaker's Phonetic Database Shaping Based on Continuous Speech Flow

Savchenko V. V., Akatiev D. Y. IUS, 2012. N 6. P. 38–42.

The task of automatic shaping of speaker's phonetic database based on continuous flow of oral speech is set. Methods of its solution are proposed on the basis of a cognitive acoustic model of minimum speech units in form of a phonetic cluster in Kullback-Leibler information discrimination validation. The example of its practical implementation and the results of the experimental study are presented.

Keywords — Speech, Russian Speech, Phoneme, Phonetic Speech Analysis, Minimum Information Discrimination Criterion.

Refs: 8 titles.

УДК 004.942

Верификация задержки в микроархитектурных моделях коммуникационных фабрик

Викторов Ю. О., Готманов А. Н. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 43–52.

Изложены основы метода анализа задержек в микроархитектурных моделях коммуникационных фабрик. На простых примерах показано, как получить верхнюю оценку задержки и верифицировать ее с помощью ранжирующих функций. Для моделей со структурными циклами предложен метод анализа, основанный на раздельном рассмотрении достижимых состояний системы.

Ключевые слова — качество обслуживания, формальная верификация, xMAS, система-на-кристалле, коммуникационная фабрика, ранжирующая функция, задержка передачи данных.

Список лит.: 8 назв.

УДК 004.032.2: 004.932

Алгоритм декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность с большим распараллеливанием

Иванов Ф. И., Жилин И. В., Зяблов В. В. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 53–59.

Предложена модификация алгоритма декодирования belief propagation для кодов с малой плотностью проверок на четность, основанных на матрицах перестановок. Представленный в работе алгоритм имеет векторную реализацию. Приведены результаты моделирования данного алгоритма при передаче кодового слова с помощью двоичной фазовой модуляции по каналу с аддитивным белым гауссовым шумом.

Ключевые слова — МПП-код, векторный декодер, матрица перестановок.

Список лит.: 10 назв.

УДК 681.518.5

Диагностирование систем с фазовращательными и бисингулярными передаточными функциями

Мироновский Л. А., Соловьева Т. Н. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 60–66.

Рассматриваются классы линейных динамических систем, характеризующихся высокой кратностью сингулярных чисел ганкелева оператора: фазовращательные, моносингулярные и бисингулярные. Для каждого класса предлагаются алгоритмы диагностирования по амплитудно-частотной характеристике.

Ключевые слова — контроль, диагностика, фазовращатель, ганкелевы сингулярные числа, бисингулярная система.

Список лит.: 10 назв.

УДК 004.942

Verification of Latency Bounds in Communication Fabrics

Viktorov Yu. O., Gotmanov A. N. IUS, 2012. N 6. P. 43–52.

The basics of latency analysis in microarchitectural models of communication fabrics are given. Simple examples demonstrate how to derive latency bounds and to verify those using ranking functions. As regards models with structural cycles a method of analysis based on separate consideration of the system states being achieved is proposed.

Keywords — QoS, Formal Verification, xMAS, SoC, Communication Fabric, Ranking Function, Data Transfer Latency.

Refs: 8 titles.

УДК 004.032.2: 004.932

Decoding Algorithm for Low-Density Parity-Check Codes with High Parallelization

Ivanov F. I., Zhilin I. V., Zhablov V. V. IUS, 2012. N 6. P. 53–59.

Modification of the belief propagation decoding algorithm for low-density parity check codes based on permutation matrices is proposed. The given algorithm has vector implementation. Computer simulation results for this algorithm using transfer of a code word with binary phase-shift keying and additive white gaussian noise are given.

Keywords — LDPC Code, Vector Decoder, Permutation Matrix.

Refs: 10 titles.

УДК 681.518.5

Fault Detection and Isolation of Systems with All-Pass and Bisingular Transfer Functions

Mironovskiy L. A., Solovyeva T. N. IUS, 2012. N 6. P. 60–66.

Classes of linear dynamical systems characterized by high multiplicity of Hankel singular values: all-pass, monosingular and bisingular systems are considered. Fault detection and isolation algorithms based on amplitude-frequency characteristics are proposed for each class.

Keywords — Fault Detection, Fault Isolation, All-Pass System, Hankel Singular Values, Bisingular System.

Refs: 10 titles.

УДК 534:621.382

Материалы группы лангасита для акустоэлектронной элементной базы современных информационно-коммуникационных систем

Бальшева О. Л., Клудзин В. В., Кулаков С. В., Дмитриев В. Ф. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 67–72.

Обсуждаются проблемы разработки акустоэлектронных устройств для аппаратуры современных информационно-коммуникационных систем. Представлены результаты исследования свойств перспективных акустоэлектронных материалов группы лангасита с помощью акустооптического метода. Измерены упругие и фотоупругие константы и нелинейные параметры кристаллов.

Ключевые слова — акустоэлектронные устройства, поверхностные акустические волны, радиочастотная идентификация, кварцеподобные материалы, лангасит, акустооптический метод.

Список лит.: 11 назв.

УДК 681.51 + 519.6

Разладка, гомеостазис, измерение в рамках компенсационного принципа равновесия в динамических системах. Часть 3: Варианты алгоритмов

Тихонов Э. П. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 73–79.

Предлагаются и исследуются на базе общего подхода, рассмотренного в первой части статьи, различные алгоритмы обнаружения разладки. Особенность алгоритмов состоит в том, что они представляют собой модификации адаптивных алгоритмов временной дискретизации и решают задачу обнаружения изменения свойств сигналов в условиях априорной неопределенности.

Ключевые слова — разладка, адаптация, измерение, адаптивные алгоритмы, сходимость.

Список лит.: 8 назв.

УДК 519.8

Вероятностный жадный алгоритм поиска для решения задач территориального планирования

Пономарев А. В. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 80–84.

Описывается опыт создания вероятностного жадного алгоритма поиска и применения его при решении задачи формирования промышленно-сырьевых узлов в ходе осуществления геолого-экономического районирования территорий. Производительность созданного алгоритма сравнивается с производительностью популярного решателя задач линейного и целочисленного программирования IBM ILOG CPLEX.

Ключевые слова — алгоритм, группировка, задача назначения, целочисленное программирование, жадные алгоритмы, локальный поиск, CPLEX.

Список лит.: 8 назв.

UDC 534:621.382

Langasite Group Materials for Acoustic-Electronic Elemental Base in Modern Information and Communication Systems

Balysheva O. L., Kludzin V. V., Kulakov S. V., Dmitriev V. F. IUS, 2012. N 6. P. 67–72.

The problems of acoustic-electronic devices design for modern information and communication systems equipment are discussed. The research results of prospective properties of langasite group materials obtained by the acoustic-optical method are given. Photoelastic constants and nonlinear parameters have been determined.

Keywords — Acoustic-Electronic Devices, Surface Acoustic Waves, Radiofrequency Identification, Quartz-Like Materials, Langasite, Acoustic-Optical Method.

Refs: 11 titles.

UDC 681.51+519.6

Imbalance, Homeostasis, Measurement within the Framework of the Principle of Mutual Compensation in Dynamical Systems. Part 3: Options of Algorithms

Tikhonov E. P. IUS, 2012. N 6. P. 73–79.

Different algorithms of detection imbalance are offered and investigated on the basis of the approach described in the first parts of the paper. The peculiarity of algorithms is that they represent modification of probabilistic adaptive algorithms of temporal sampling and solve the task to identify property changes of signals in the conditions of a priori uncertainty.

Keywords — Imbalance, Adaptation, Iterative Algorithms, Convergence, Time Sampling, Measurement.

Refs: 8 titles.

UDC 519.8

GRASP for Regional Planning Tasks

Ponomarev A. V. IUS, 2012. N 6. P. 80–84.

The experience of creation of a greedy randomized adaptive search procedure (GRASP) and its application to increase productivity by assigning mineral resources deposits to mineral resources deposit grouping are depicted. Efficiency of GRASP is compared with efficiency of one of the popular ILP solvers — IBM ILOG CPLEX.

Keywords — Algorithm, Grouping, Assignment, Integer Programming, Greedy Algorithms, Local Search, CPLEX.

Refs: 8 titles.

УДК 004.94

Оптимизация загрузки гибкого производственного комплекса на основе управляемой генетическим алгоритмом раскрашенной сети Петри

Сочнев А. Н. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 85–89.

Описывается подход к решению задачи оптимального планирования производства с использованием имитационной модели на основе раскрашенной сети Петри, начальная маркировка которой определяется генетическим алгоритмом. Приводится пример использования предлагаемого метода для предварительного планирования производства. Определены особенности применения генетического алгоритма для задач распределения ресурсов.

Ключевые слова — раскрашенная сеть Петри, задача о назначениях, генетический алгоритм, популяция, функция приспособленности.

Список лит.: 9 назв.

УДК 519.614

Вычисление матриц Адамара — Ферма

Балонин Н. А., Сергеев М. Б., Мироновский Л. А. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 90–93.

Приведено определение обобщенных матриц Адамара, порядок которых отвечает числовой последовательности Ферма. Рассмотрены свойства матриц Адамара — Ферма, описан алгоритм их построения, приведены числовые примеры.

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

Список лит.: 6 назв.

УДК 65.012.12

Управление информационными потоками в транспортно-дорожном комплексе (региональный аспект)

Еремин С. В. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 94–96.

На примере транспортно-дорожного комплекса Красноярского края показана система внутри- и внешне-отраслевого информационного взаимодействия. С учетом множественности информационных каналов и внушительного объема информации предложены пути оптимизации системы анализа и обработки информации, позволяющие более эффективно принимать управленческие решения.

Ключевые слова — информационные потоки, система информационного взаимодействия, системный анализ.

Список лит.: 3 назв.

УДК 004.052:621.31

Избыточная сетевая единица как основа повышения надежности распределительных электрических сетей

Свистунов А. Ю. Информационно-управляющие системы, 2012. № 6. С. 97–98.

Рассматривается задача повышения надежности электрических распределительных сетей за счет объединения трансформаторных подстанций в избыточные сетевые единицы.

Ключевые слова — электрические распределительные сети, избыточная сетевая единица, надежность сетей.

Список лит.: 10 назв.

UDC 004.94

Optimization of Flexible Manufacturing Complex Loading Based on a Colored Petri Net Controlled by a Genetic Algorithm

Sochnev A. N. IUS, 2012. N 6. P. 85–89.

An approach to the problem of optimal planning of production using a simulation model based on a colored Petri net which initial marking is determined by a genetic algorithm is described. An example of using the proposed method for pre-production planning is given. Particularities of use of the genetic algorithm for tasks of resources distribution have been defined.

Keywords — Colored Petri Nets, Genetic Algorithm, Population, Fitness Function.

Refs: 9 titles.

UDC 519.614

Calculation of HadamardFermat Matrices

Balonin N. A., Sergeev M. B., Mironovsky L. A. IUS, 2012. N 6. P. 90–93.

Hadamard generalized matrices which degree is equal to Fermat numbers have been defined. The properties of HadamardFermat matrices have been considered, the algorithm of their construction has been described, numerical parameters have been given.

Keywords — Orthogonal Matrices, Hadamard Matrices, Belevich Matrices, Fermat numbers.

Refs: 6 titles.

UDC 65.012.12

Information Flows Management in Transport and Road Complex (Regional Aspect)

Eremin S. V. IUS, 2012. N 6. P. 94–96.

The system of inter- and intrasectoral information interaction in transport and road complex is shown using the case study of Krasnoyarsk Krai. Ways to optimize data analysis and processing system providing more effective management decisions with account of multiple information channels and increasing amount of information are proposed.

Keywords — Information Flows, System of Information Interaction, System Analysis.

Refs: 3 titles.

UDC 004.052:621.31

Superfluous Network Unit as a Basis of Reliability Increase of Distributive Electric Networks

Svistunov A. Yu. IUS, 2012. N 6. P. 97–98.

The problem of reliability increase of electric distributive networks on the basis of association of transformer substations in superfluous network units is considered.

Keywords — Electric Distributive Networks, Superfluous Network Unit, Reliability of Networks.

Refs: 10 titles.

СОДЕРЖАНИЕ ЖУРНАЛА «ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ» ЗА 2012 г. [№ 1–6]

	№	Стр.
Алпатов Б. А., Балашов О. Е., Степашкин А. И., Трофимов Д. В. Алгоритм измерения угловых координат линии визирования оператора	3	18
Алпатов Б. А., Балашов О. Е., Степашкин А. И., Трофимов Д. В. Алгоритм вычисления угловых координат линии визирования оператора в нацеленной системе позиционирования	6	7
Андреев Н. Д., Новиков Ф. А. Инкрементальный предметно-ориентированный процесс разработки прикладного программного обеспечения	1	60
Арановский С. В., Ловлин С. Ю., Александрова С. А. Метод идентификации электромеханической системы при переменном моменте трения	1	8
Артеменко Ю. Н., Агапов В. А., Дубаренко В. В., Кучмин А. Ю. Групповое управление актуаторами контррефлектора радиотелескопа	4	2
Ахметов Р. Н., Макаров В. П., Соллогуб А. В. Принципы управления космическими аппаратами мониторинга Земли в аномальных ситуациях	1	16
Бабакина Н. А., Колесников М. П. Построение динамических геометрических моделей окружающего пространства для мобильных автономных систем	1	51
Бажин С. А., Васильевский А. С., Лапшин К. В. Стратегия проектирования антропоморфных систем	5	19
Балонин Н. А., Сергеев М. Б., Мироновский Л. А. Вычисление матриц Адамара — Мерсенна	5	92
Балонин Н. А., Сергеев М. Б., Мироновский Л. А. Вычисление матриц Адамара — Ферма	6	90
Балонин Ю. Н., Востриков А. А., Сергеев М. Б. О прикладных аспектах применения М-матриц	1	92
Бальшева О. Л., Клудзин В. В., Кулаков С. В., Дмитриев В. Ф. Материалы группы лангасита для акусто-электронной элементной базы современных информационно-коммуникационных систем	6	67
Блаунштейн Н. Ш., Сергеев М. Б. Определение пропускной способности канала для размещения фемто-макросот в городской среде с плотным расположением пользователей	3	54
Борисов Е. Г., Турнецкий Л. С. Комплексование координатной информации в бортовой многодатчиковой системе наблюдения	2	67
Ваганов М. А., Москалец О. Д. Анализ спектров в оптическом диапазоне. Резонаторный анализ	6	21
Васильев В. Н., Драгунов А. И., Лившиц И. Л., Сергеев М. Б., Соколова Е. А. Адаптация схем классических широкоугольных объективов для использования в цифровых камерах	6	2
Васильев В. Н., Лившиц И. Л., Сергеев М. Б., Соколова Е. А. Гибридный микрообъектив для оптико-информационных систем комбинационного рассеяния	5	2
Викторов Ю. О., Готманов А. Н. Верификация задержки в микроархитектурных моделях коммуникационных фабрик	6	43
Волков В. Ю., Турнецкий Л. С., Онешко А. В. Описание и выделение объектов на изображениях с использованием прямолинейных сегментов	5	7
Волхонский В. В. Некоторые вопросы разработки методологии построения систем контроля доступа и выбора технологии идентификации	4	78
Вялых К. М. Метод прогнозирования дорожной ситуации в условиях неполноты и зашумленности данных	3	94
Городецкий А. Е., Курбанов В. Г., Тарасова И. Л. Экспертная система анализа и прогнозирования аварийных ситуаций в энергетических установках	4	59
Гришаков В. Г., Логинов И. В., Христенко Д. В. Управление модернизацией АСУ предприятием на основе информационной поддержки ее жизненного цикла	3	84
Денисенко Д. А., Ефанов В. Н. Синтез робастных систем управления в среде ортогональных функций экспоненциального вида	4	52
Еремин С. В. Управление информационными потоками в транспортно-дорожном комплексе (региональный аспект)	6	94
Зеленцов В. А., Охтилев М. Ю., Соколов Б. В., Хименко В. И. Интеграция информационно-телекоммуникационных ресурсов глобальных систем мониторинга на базе единой интеллектуальной платформы	1	12
Иванов Н. Н. Вероятностная модель диффузионного распределения для оценки надежности радиоэлектронных приборов	4	64
Иванов Ф. И., Жилин И. В., Зяблов В. В. Алгоритм декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность с большим распараллеливанием	6	53
Иванов Ф. И., Зяблов В. В., Потапов В. Г. Оценка минимальной длины циклов квазициклических регулярных кодов с малой плотностью проверок на четность	3	42
Ицьксон В. М. Автоматизация реинжиниринга программного обеспечения при портировании на новые библиотеки с помощью частичных спецификаций	2	31
Каргин В. А., Николаев Д. А., Россиев А. Ю., Бородько Д. Н. Модель измерительной информации в системах мониторинга космических средств	1	39
Карин С. А. Интеграция в едином информационном пространстве разнородных геопространственных данных	2	89

	№	Стр.
Кашевник А. М. Интеллектуальная система управления логистической сетью при совместном использовании автотранспорта	5	75
Козинев И. А., Мальцев Г. Н. Модифицированный алгоритм обнаружения разладки случайного процесса и его применение при обработке многоспектральных данных	3	9
Козлов В. В., Коновалов А. С., Макарычев В. П. Построение адаптивных алгоритмов сервоуправления манипуляторами на основе обратных задач динамики и нейронных сетей	3	29
Козюченко С. С., Павленко А. В., Павлов К. Ю., Саксаганский Г. Л. Комплексная система управления установкой для тестирования элементов дивертора ИТЭР	4	16
Колбанёв М. О., Татарникова Т. М., Воробьёв А. И. Модель балансировки нагрузки в вычислительном кластере центра обработки данных	3	37
Колесников А. М. Риски факторинговой операции и оценка ее эффективности	3	91
Кореньков Д. П., Аюев В. В. Гибридный метод выделения границ закрытого помещения по данным низкоточных сканирующих систем	6	12
Костюкова О. И., Федорцова Н. М. Исследование свойств решений линейно-квадратичных параметрических задач оптимального управления	4	43
Кравец Е. В., Петров П. Н. Увеличение широкополосности акусто-электронных устройств обработки сигналов антенных решеток	3	46
Красильников Н. Н., Красильникова О. И. Исследование погрешностей определения координаты глубины при 3D-сканировании методом, основанном на диффузном отражении света	3	2
Крук А. Е., Осипов Л. А. Синтез нелинейных импульсных систем управления при случайных воздействиях	3	33
Крук А. Е., Осипов Л. А. Синтез непрерывных нелинейных систем управления при случайных воздействиях	2	26
Кручинина И. Ю., Антипов В. Н. Проблемные вопросы создания высокоскоростных мини-турбогенераторов и пути их решения	4	25
Крюков Д. А. Идентификация смарт-карт на основе односторонних преобразований	1	76
Кузнецов И. Б. Видеоокулографические методы исследования зрительной деятельности пилота	1	79
Курбанов В. Г., Городецкий А. Е. Логический метод для управления электроприводами контррефлектора	1	23
Ларин В. П., Шелест Д. К. Формирование информационного обеспечения надежности бортовой аппаратуры на стадии проектирования	4	93
Лернер В. Д. Криптографическое распределение ключей для защиты информации в иерархических системах	5	37
Лиманова Н. И., Седов М. Н. Поиск реквизитов физических лиц в базах данных с использованием технологии Data Mining	5	33
Лоскутов А. И., Вечеркин В. Б., Шестопалова О. Л. Автоматизация контроля состояния сложных технических систем на основе использования конечно-автоматной модели и нейросетевых структур	2	74
Макаренко С. И., Татарков М. А. Моделирование обслуживания нестационарного информационного потока системой связи со случайным множественным доступом	1	44
Максименко С. Л., Мелехин В. Ф., Филиппов А. С. Анализ проблемы построения радиационно-стойких информационно-управляющих систем	2	18
Маньков И. В. Оценка эффективности аэрофотосъемочного оборудования в реализации задач мониторинга сельскохозяйственных земель	2	13
Марковский С. Г., Марковская Н. В. Разрешение конфликтов в системах радиочастотной идентификации с использованием идентификаторов меток и процедуры последовательной компенсации конфликтных сигналов	2	48
Марковский С. Г., Марковская Н. В. Расчет средней задержки алгоритма разрешения конфликтов в системах радиочастотной идентификации	4	84
Мещеряков Р. В., Балацкая Л. Н., Чойнзонов Е. Л. Специализированная информационная система поддержки деятельности медицинского учреждения	5	51
Мионовский Л. А., Соловьева Т. Н. Диагностирование систем с фазовращательными и бисингулярными передаточными функциями	6	60
Обертов Д. Е., Бардов В. М. Алгоритм идентификации классов транспортных средств при помощи акселерометров	5	15
Орлова О. Б. Организация электронного документооборота в портовых экономических зонах	1	88
Осипов В. Ю. Рекуррентная нейронная сеть со спиральной структурой слоев	6	28
Осипов Д. С., Грошев Ф. В. О скорости передачи данных в одной системе множественного доступа	1	67
Паламарь И. Н., Сизов П. В. Временная оптимизация алгоритма сегментации в системе анализа изображений на основе метода выращивания областей	2	2
Погонин В. А., Оневский П. М., Третьяков А. А., Иванов А. М. Прогнозирующие алгоритмы управления динамическими объектами	1	27
Подоплёкин Ю. Ф., Толмачёв С. Г., Шаров С. Н. Информационно-управляющая система приведения беспилотных летательных аппаратов на движущееся судно	3	22
Пономарев А. В. Вероятностный жадный алгоритм поиска для решения задач территориального планирования	6	80
Пронин М. В., Воронцов А. Г., Хон А. Ю. Управление сверхпроводящим индуктивным накопителем энергии	4	20
Пустовалов Е. В. Итеративный эквалайзер в частотной области с адаптивной оценкой канала	2	57
Разинкин Е. И. Концепция обеспечения interoperабельности в области электронной коммерции	5	82

Рожков Н. Н. Оценка качества медицинских услуг на основе статистических критериев соблюдения норм медико-экономических стандартов	1	84
Романов С. П., Алексанян З. А. Особенность активности нервной системы при управлении движением	5	57
Ронжин А. Л., Глазков С. В. Метод автоматического распознавания голосовых команд и неречевых акустических событий	4	74
Савченко В. В., Акатьев Д. Ю. Результаты экспериментальных исследований методики формирования фонетической базы данных диктора из непрерывного потока его разговорной речи	6	38
Садыкова Е. В. Информационные технологии систем поддержки принятия решений врача	5	89
Свиштунов А. Ю. Избыточная сетевая единица как основа повышения надежности распределительных электрических сетей	6	97
Семенов П. К. Декодирование обобщенных каскадных кодов с внутренними полярными кодами	5	44
Соллогуб А. В., Скобелев П. О., Симонова Е. В., Царев А. В., Степанов М. Е. Модели для решения сетцентрических задач планирования и управления групповыми операциями кластера малоразмерных космических аппаратов	1	33
Соллогуб А. В., Скобелев П. О., Симонова Е. В., Царев А. В., Степанов М. Е., Жилиев А. А. Оценка эффективности кластера малых космических аппаратов дистанционного зондирования Земли	5	24
Сочнев А. Н. Оптимизация загрузки гибкого производственного комплекса на основе управляемой генетическим алгоритмом раскрашенной сети Петри	6	85
Суворов Н. Б., Божокин С. В., Полонский Ю. З. Электрофизиологические корреляты умственной деятельности человека. Вейвлет-анализ	3	71
Таубин Ф. А., Чуйков А. В. Анализ качества передачи потокового видео в беспроводных ad-hoc-сетях	2	39
Тимофеев Б. С., Мотыко А. А. Измерение скоростей автомобилей путем анализа видеопоследовательности	1	2
Тихонов Э. П. Разладка, гомеостазис, измерение в рамках компенсационного принципа равновесия в динамических системах. Часть 1: Общий анализ	2	82
Тихонов Э. П. Разладка, гомеостазис, измерение в рамках компенсационного принципа равновесия в динамических системах. Часть 2: Исследование конкретного алгоритма	3	77
Тихонов Э. П. Разладка, гомеостазис, измерение в рамках компенсационного принципа равновесия в динамических системах. Часть 3: Варианты алгоритмов	6	73
Ульянов Г. Н., Иванов С. А., Владыко А. Г. Модель канала управления беспилотного летательного аппарата с нечетким логическим контроллером	4	70
Цветков К. Ю., Акмоллов А. Ф., Викторов Е. А. Модель канала управления передачей смешанного трафика речи и данных в разновысотной системе спутниковой связи	3	63
Чеканин В. А., Чеканин А. В. Эффективные модели представления ортогональных ресурсов при решении задачи упаковки	5	29
Чичерова Е. В. Способы оптимизации динамических систем, содержащих нелинейности типа зоны нечувствительности	6	33
Чубраев Д. В. Информационная система оперативного планирования европейского оператора передающей сети	4	35
Чубраева Л. И., Шишлаков В. Ф. Роль информационных технологий при создании новой техники	4	10
Шепета А. П. Определение зоны поиска надводного объекта по данным предварительного целеуказания	4	98
Шилов Н. Г. Групповые рекомендуемые системы для конфигурирования гибких сетевых организаций	5	69
Васильев Владимир Николаевич	2	95
Оводенко Анатолий Аркадьевич	2	96
Проект создания Международной аэрокосмической системы глобального мониторинга: современное состояние и перспективы реализации	1	94
Сохраняя и приумножая традиции	4	100
II Международный семинар «Научный анализ и поддержка политик безопасности в киберпространстве» — SA&PS4CS'12	3	99
VI Международная конференция «Математические методы, модели и архитектуры для защиты компьютерных сетей» — MMM-ACNS-2012	3	98
Аннотации	1	103
Аннотации	2	101
Аннотации	3	107
Аннотации	4	110
Аннотации	5	101
Аннотации	6	105
Сведения об авторах	1	97
Сведения об авторах	2	97
Сведения об авторах	3	100
Сведения об авторах	4	104
Сведения об авторах	5	95
Сведения об авторах	6	99