

ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

4(77)/2015

4(77)/2015

REFEREED EDITION

INFORMATSIONNO- UPRAVLIAIUSHCHIE SISTEMY (INFORMATION AND CONTROL SYSTEMS)

Founder
«Information and Control Systems», Ltd.

Publisher
Saint-Petersburg State University
of Aerospace Instrumentation

Editor-in-Chief
M. Sergeev
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

Deputy Editor-in-Chief
E. Krouk
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

Executive secretary
O. Muravtsova

Editorial Council
C. Christodoulou
PhD, Professor, Albuquerque, New Mexico, USA
L. Chubraeva
RAS Corr. Member, Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
L. Fortuna
PhD, Professor, Catania, Italy
A. Fradkov
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
V. Kozlov
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
B. Meyer
Dr. Sc., Professor, Zurich, Switzerland
A. Ovodenko
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
Y. Podoplyokin
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
Yu. Shokin
RAS Academician, Dr. Sc., Phys.-Math., Novosibirsk, Russia
V. Simakov
Dr. Sc., Tech., Professor, Moscow, Russia
V. Vasilev
RAS Corr. Member, Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
R. Yusupov
RAS Corr. Member, Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

Editorial Board
V. Anisimov
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
B. Bezruchko
Dr. Sc., Phys.-Math., Saratov, Russia
N. Blaustein
Dr. Sc., Phys.-Math., Professor, Beer-Sheva, Israel
A. Dudin
Dr. Sc., Tech., Professor, Minsk, Belarus
I. Dumer
PhD., Professor, Riverside, USA
V. Khimenko
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
G. Maltsev
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
V. Melekhin
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
A. Shalyto
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
A. Shepeta
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
A. Smirnov
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
Z. Yuldashev
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia
A. Zeifman
Dr. Sc., Phys.-Math., Vologda, Russia

Editor: A. Larionova
Proofreader: T. Zvertanovskaia
Design: N. Karavaeva, M. Chernenko
Layout and composition: N. Karavaeva

Contact information
The Editorial and Publishing Center, SUAI
67, B. Morskaia, 190000, St. Petersburg, Russia
Website: <http://i-us.ru/en>, E-mail: ius.spb@gmail.com
Tel.: +7 - 812 494 70 02

INFORMATION PROCESSING AND CONTROL

Kostoglotov A. A., Kuznetsov A. A., Lazarenko S. V., Losev V. A.
Synthesis of Filter Support with Structural Adaptation Based on Combined Maximum Principle 2

INFORMATION PROCESSING AND CONTROL

Lakhin O. I., Simonova E. V., Skobelev P. O., Polnikov A. S., Yurygina Y. S.
Developing a Prototype Intelligent System for Maintenance and Repair of Aerospace Products Based on Multi-Agent Technologies 10

SYSTEM AND PROCESS MODELING

Balonin N. A. *Discrete Frequency Characteristics of Elementary Dynamic Units* 17

Zharinov I. O., Zharinov O. O. *Model of an Automatic Control System for Thermal Conditions of an LCD Panel in On-board Indication Equipment* 26

Kiselev V. Y., Monakov A. A. *Aircraft Trajectory Prediction in Air Traffic Control Systems* 33

Dushin S. E., Abramkin S. E. *Mathematical Modeling of Controlled Processes of Natural Gas Dehydration* 41

Khomonenko A. D., Danilov A. I., Danilov A. A. *Non-stationary Models of Software Testing Strategies with Probabilistic Parameters for Fault Detection* 50

Grudyaeva E. K. *Synthesizing a Control System for Removing Nitrogen Compounds from Wastewater* 59

INFORMATION SECURITY

Branitskiy A. A., Kotenko I. V. *Network Attack Detection Based on Combination of Neural, Immune and Neuro-fuzzy Classifiers* 69

INFORMATION CHANNELS AND MEDIUM

Maltsev G. N., Sakulin A. N. *Statistical Characteristics of Accelerated Delay-Based Search of Signals Using Pseudorandom Sequences with Locally Optimal Correlation Properties* 78

Abramov A. P., Petrov P. N. *Device to Determine the Phase Structure of a Radio Signal* 87

Kaliuzhnyy V. P. *Stability of Digital Regulators with Network Delivery of Controlling Variables* 92

Bakin E. A., Apanasenko N. V. *Evaluation of PPM IR-UWB Resistance to Impulse Interference at High Signal-to-Noise Ratio* 100

INFORMATION SECURITY

Melnikov Y. P. *Assessing the Efficiency of Using Multipath Signals of an «Outside» Radar for Covert Determination of Coordinates of Ships and Aircrafts* 108

Arseniev V. N., Trofimov I. A. *Solving the Choice Problem in the Conditions of Physical Diversity and Limited Observable Signs* 114

BRIEF SCIENTIFIC REPORTS

Ziatdinov S. I. *Synthesis of the Differentiated Filter with Linear Frequency Characteristic* 119

CHRONICLES AND INFORMATION

On the Centenary of the Birth of Victor A. Besekersky 122

INFORMATION ABOUT THE AUTHORS 125

4(77)/2015

РЕЦЕНЗИРУЕМОЕ ИЗДАНИЕ

ИНФОРМАЦИОННО-
УПРАВЛЯЮЩИЕ
СИСТЕМЫУчредитель
ООО «Информационно-управляющие системы»

Издатель

Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

Главный редактор

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

Зам. главного редактора

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

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

К. Кристофолу,

д-р наук, проф., Альбукерке, Нью-Мексико, США

Б. Мейер,

д-р наук, проф., Цюрих, Швейцария

Ю. Ф. Подоплёкин,

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

И. И. Думер,

д-р наук, проф., Риверсайд, США

А. И. Зейфман,

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

Г. Н. Мальцев,

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

В. Ф. Мелехин,

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

А. В. Смирнов,

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

В. И. Хименко,

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

А. А. Шалыто,

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: Н. Н. Караваева, М. Л. Черненко

Компьютерная верстка: Н. Н. Караваева

Адрес редакции: 190000, Санкт-Петербург,

Б. Морская ул., д. 67, ГУАП, РИЦ

Тел.: (812) 494-70-02, e-mail: ius.spb@gmail.com, сайт: http://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.

Перерегистрирован в Роскомнадзоре.

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-49181 от 30 марта 2012 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».

© Коллектив авторов, 2015

ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ

Костоготов А. А., Кузнецов А. А., Лазаренко С. В., Лосев В. А.
Синтез фильтра сопровождения со структурной адаптацией
на основе объединенного принципа максимума 2

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

**Ляхин О. И., Симонова Е. В., Скобелев П. О., Полников А. С.,
Юрыгина Ю. С.** Подход к разработке прототипа интеллектуальной
системы поддержки процессов технического обслуживания и ремонта
при эксплуатации изделий аэрокосмической промышленности
на основе мультиагентных технологий 10

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ

Балонин Н. А. Дискретные частотные характеристики
элементарных динамических звеньев 17**Жаринов И. О., Жаринов О. О.** Модель системы автоматического
управления тепловым режимом жидкокристаллической панели
бортового средства индикации 26**Киселев В. Ю., Монаков А. А.** Предсказание траектории
воздушного судна в автоматизированных системах управления
воздушным движением 33**Душин С. Е., Абрамкин С. Е.** Математическое моделирование
управляемых технологических процессов осушки природного газа
Хомоненко А. Д., Данилов А. И., Данилов А. А. Нестационарные
модели стратегий испытаний программных средств 41**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59**Грудяева Е. К.** Синтез системы управления технологическим
процессом удаления соединений азота из сточных вод 59

Сдано в набор 03.07.15. Подписано в печать 24.08.15. Формат 60×84 1/8.

Бумага офсетная. Гарнитура SchoolBookC. Печать офсетная.

Усл. печ. л. 15,1. Уч.-изд. л. 19. Тираж 1000 экз. Заказ 262.

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.

Журнал распространяется по подписке. Подписку можно оформить

через редакцию, а также в любом отделении связи по каталогу «Роспечать»:

№ 48060 — годовой индекс, № 15385 — полугодовой индекс.

СИНТЕЗ ФИЛЬТРА СОПРОВОЖДЕНИЯ СО СТРУКТУРНОЙ АДАПТАЦИЕЙ НА ОСНОВЕ ОБЪЕДИНЕННОГО ПРИНЦИПА МАКСИМУМА

А. А. Костоготов^а, доктор техн. наук, профессор

А. А. Кузнецов^б, канд. техн. наук, доцент

С. В. Лазаренко^а, канд. техн. наук

В. А. Лосев^а, аспирант

^аДонской государственный технический университет, Ростов-на-Дону, РФ

^бВоенно-воздушная академия им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина, Воронеж, РФ

Постановка проблемы: рост маневренных возможностей аэродинамических целей обусловил увеличение неопределенности их движения из-за недостаточной эффективности используемых кинематических моделей при решении задач текущей оценки параметров движения. Это определяет актуальность разработки динамических моделей маневрирующих целей при построении адаптивных фильтров сопровождения. **Цель исследования:** синтез фильтра сопровождения с разработанной по методологии объединенного принципа максимума динамической моделью движения. **Результаты:** разработан фильтр сопровождения маневрирующих объектов, отличающийся от известных новой нелинейной структурой модели движения, полученной как решение в текущем времени обратной задачи динамики на основе методологии объединенного принципа максимума. Использование новой модели обеспечивает повышение потенциальных точностных характеристик сопровождения, что подтверждается результатами математического моделирования. Повышение качества сопровождения связано с изменением структуры традиционной модели, положенной в основу фильтра сопровождения, что позволяет говорить об эффекте структурной адаптации разработанного фильтра. **Практическая значимость:** разработанный фильтр за счет эффекта структурной адаптации обеспечивает в сравнении с традиционными фильтрами выигрыш в эффективности сопровождения маневрирующей цели по критерию максимум точности — минимум вычислительных затрат.

Ключевые слова — модель движения маневрирующей цели, принцип Гамильтона — Остроградского, объединенный принцип максимума, инвариантное погружение, фильтр Калмана.

Введение

Маневренные возможности аэродинамических целей постоянно наращиваются [1]. Это определило актуальность работ, направленных на разрешение неопределенности движения маневрирующих целей, которая обусловлена отсутствием точной модели динамики цели. За последние четыре десятилетия были разработаны способы описания моделей динамики маневрирующих целей, используемых при построении адаптивных фильтров сопровождения (ФС) [2–9]. Лучшей является та модель, которая наиболее адекватна характеру движения цели и достаточно проста для реализации в реальных системах сопровождения [3, 9].

Чаще всего для построения адаптивных ФС используются кинематические модели движения [2, 3, 5], описываемые полиномом, коэффициенты которого — параметры траектории цели [7]. В кинематических моделях движения (КМД) учитывается движение центра масс цели без выявления причин [2, 4, 5], что определило их относительную простоту и привело к широкому распространению. Однако аппроксимация истинного закона движения на ограниченном участке траектории является причиной возникновения динамических ошибок, существенно возрастающих в случае маневра цели [7, 10, 11].

Наличие априорной неопределенности параметров КМД маневрирующей цели предопределило возникновение многомодельного (многогипотезного) подхода [4, 12], его реализацию в виде ИММ-алгоритма [13] и его вариаций. В результате многомодельные алгоритмы сопровождения получаются высокоразмерными, для их реализации требуются существенные вычислительные затраты. Это ограничивает их применение в сложной помеховой обстановке в реальном масштабе времени [3]. Таким образом, необходимость повышения эффективности КМД приводит к их усложнению и трудности практической реализации.

Более адекватными и интуитивно привлекательными перед КМД являются динамические модели движения (ДМД), в которых используются сведения об инерции движущегося объекта и силах, воздействующих на него [2]. Нелинейность ДМД послужила причиной их ограниченного применения. Зачастую к ним прибегали для описания движения баллистических целей [2].

Одним из способов получения ДМД является решение задачи сопровождения как обратной задачи динамики. Для решения такого рода задач с использованием вариационного принципа Гамильтона — Остроградского и принципа максимума Понтрягина разработан подход, названный авторами объединенным принципом макси-

му (ОПМ) [14–18]. Работа посвящена развитию подхода к синтезу структурно адаптивных ФС с использованием ДМД, разработанных на основе методологии ОПМ.

Цель работы — построение модели движения маневрирующего объекта на основе ОПМ и синтез непрерывного ФС.

Постановка задачи синтеза ДМД маневрирующей цели как обратной задачи динамики

Согласно положениям аналитической механики, математическая модель движения маневрирующей цели является следствием принципа Гамильтона — Остроградского [19]

$$\delta'R = \int_{t_0}^{t_1} (\delta T + \delta'A) dt = 0, \quad (1)$$

$$t \in [t_0, t_1],$$

в котором:

— интеграл действия

$$R = \int_{t_0}^{t_1} (T + A) dt; \quad (2)$$

— кинетическая энергия

$$T = \frac{1}{2} \sum_{s=1}^n \sum_{k=1}^n a_{sk} \dot{q}_s \dot{q}_k, \quad (3)$$

где a_{sk} — элементы матрицы квадратичной формы кинетической энергии; n — число степеней свободы;

— работа неизвестных обобщенных сил $Q_s(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \mathbf{u})$ определяется выражением

$$A = \int_{q_s(t_0)}^{q_s(t_1)} \sum_{s=1}^n \left(U_s - \frac{\partial \Phi}{\partial \dot{q}_s} - \frac{\partial \Pi}{\partial q_s} \right) dq_s =$$

$$= \int_{q_s(t_0)}^{q_s(t_1)} \sum_{s=1}^n Q_s(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \mathbf{u}) dq_s, \quad (4)$$

где U_s — управляющие обобщенные силы; $\frac{\partial \Phi}{\partial \dot{q}_s}$ —

диссипативные обобщенные силы; $\frac{\partial \Pi}{\partial q_s}$ — потен-

циальные обобщенные силы; $\mathbf{q}$ — вектор координат цели; $\mathbf{u}$ — вектор управлений.

Тогда уравнения движения летательного аппарата могут быть представлены в форме уравнений Лагранжа второго рода [19]

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{q}_s} \right) - \frac{\partial T}{\partial q_s} = Q_s,$$

$$\mathbf{q}(t_0) = \mathbf{q}_0, \quad \dot{\mathbf{q}}(t_0) = \dot{\mathbf{q}}_0, \quad s = \overline{1, n}, \quad (5)$$

где вектор обобщенных сил выбирается из множества допустимых значений:

$$\mathbf{Q} \in \overline{G_Q}. \quad (6)$$

Уравнение наблюдения имеет вид

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}(\mathbf{q}, t) + \xi(t), \quad (7)$$

где $\mathbf{H} \in R^n$ — известная вектор-функция; $\xi \in R^n$ — вектор случайных воздействий на канал наблюдения с известной интенсивностью.

В пространстве наблюдений выбран целевой функционал [6]

$$J_1 = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_1} [\mathbf{y}(t) - \mathbf{H}(\hat{\mathbf{q}}, t)]^T \mathbf{R}_\xi^{-1} [\mathbf{y}(t) - \mathbf{H}(\hat{\mathbf{q}}, t)] dt, \quad (8)$$

где $\mathbf{R}_\xi \in R^{n \times n}$ — диагональная весовая матрица с элементами главной диагонали $R_{\xi ss}$, характеризующими интенсивность помех в канале наблюдений; знак $\hat{}$ означает оценку.

Задача синтеза ДМД маневрирующей цели рассматривается как *обратная задача динамики*: требуется найти вектор обобщенных сил $\mathbf{Q}$ как функцию обобщенных координат, а также соответствующую ему траекторию $\hat{\mathbf{q}}(t) \in R^n$, обеспечивающие минимум целевого функционала (8) при ограничениях (5) и (6).

Синтез ДМД с использованием методологии объединенного принципа максимума

Процедуру поиска минимума функционала (8) необходимо проводить с учетом ограничения в форме дифференциальных уравнений (5), которые следуют из принципа Гамильтона — Остроградского. Тогда применение метода неопределенных множителей Лагранжа в совокупности с ограничением в форме интеграла действия (2) требует отыскания условий минимума расширенного целевого функционала

$$J = J_1 + \int_{t_0}^{t_1} \lambda [T + A] dt, \quad (9)$$

где λ — неопределенный множитель Лагранжа.

Решение такой задачи получено на основе *теоремы объединенного принципа максимума* [14–17]: для того чтобы обобщенная сила $\mathbf{Q}$ и соответствующая ей траектория фазового пространства $(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ доставляли минимум расширенному функционалу (9) при ограничениях (5), (6), необходимо и достаточно выполнение условия максимума для функции обобщенной мощности Φ переменных $(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \in R^{2n}$

$$\Phi(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \max_{\mathbf{Q} \in G_Q} \sum_{s=1}^n \left[\lambda Q_s(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) - R_{\xi ss}^{-1} \frac{\partial H_s}{\partial \dot{q}_s} [y_s(t) - H_s(\hat{\mathbf{q}}, t)] \right] \dot{q}_s,$$

$$\lambda = \text{const}. \quad (10)$$

Обобщенная сила, доставляющая минимум целевому функционалу, определяется выражением

$$Q_s = \lambda^{-1} \left[\mu_s(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{q}_s + R_{\xi ss}^{-1} \frac{\partial H_s}{\partial \dot{q}_s} [y_s(t) - H_s(\hat{\mathbf{q}}, t)] \right], \quad (11)$$

откуда структура уравнений модели динамики цели определяется выражением

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{q}_s} \right) - \frac{\partial T}{\partial q_s} = \\ = \lambda^{-1} \left[\mu_s(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{q}_s + R_{\xi ss}^{-1} \frac{\partial H_s}{\partial \dot{q}_s} [y_s(t) - H_s(\hat{\mathbf{q}}, t)] \right], \\ \mathbf{q}(t_0) = \mathbf{q}_0, \dot{\mathbf{q}}(t_0) = \dot{\mathbf{q}}_0, \quad s = \overline{1, n}. \end{aligned} \quad (12)$$

Использование синтезирующей функции вида

$$\mu_s = -\lambda \frac{\dot{q}_s}{L \dot{q}_s}, \quad (13)$$

где L — константа кривой переключения управления [14, 16, 18], позволяет привести выражение (12) к следующему виду:

$$\begin{aligned} \ddot{q}_s = \frac{1}{\lambda a_{ss}} \left[-\lambda \frac{\dot{q}_s}{L \dot{q}_s} \dot{q}_s + R_{\xi ss}^{-1} \frac{\partial H_s}{\partial \dot{q}_s} [y_s(t) - H_s(\hat{\mathbf{q}}, t)] \right], \\ s = \overline{1, n}. \end{aligned} \quad (14)$$

Уравнение (14) представляет собой построенную по оперативным данным структуру универсальной модели с адаптацией к маневру цели, которая может быть записана в следующем виде

$$\begin{aligned} \ddot{q}_s = \frac{1}{\lambda a_{ss}} \left[-\lambda \frac{\dot{q}_s}{L \dot{q}_s} \dot{q}_s + R_{\xi ss}^{-1} \frac{\partial H_s}{\partial \dot{q}_s} [y_s(t) - H_s(\hat{\mathbf{q}}, t)] \right] = \\ = \frac{1}{a_{ss}} \left[-\frac{\dot{q}_s}{L \dot{q}_s} \dot{q}_s \right] + \frac{1}{\lambda a_{ss}} \left(R_{\xi ss}^{-1} \frac{\partial H_s}{\partial \dot{q}_s} [y_s(t) - H_s(\hat{\mathbf{q}}, t)] \right) = \\ = F(\hat{q}_s, \dot{\hat{q}}_s) + \eta_s, \end{aligned} \quad (15)$$

где $F(\hat{q}_s, \dot{\hat{q}}_s) = \frac{1}{a_{ss}} \left[-\frac{\dot{q}_s}{L \dot{q}_s} \dot{q}_s \right]$; η_s — центрированный относительно оценки $\hat{q}_s$ случайный процесс.

Синтез ФС методом инвариантного погружения

Вывод уравнений фильтра представлен для случая наблюдения одной координаты. В векторной форме уравнения состояния (15) и наблюдения (7) имеют вид

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), t) + \mathbf{G}\eta(t), \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}^0, \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \text{где } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad x_1 = q, \quad x_2 = \dot{q}; \quad \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), t) = \\ = \begin{bmatrix} x_2 \\ -b \frac{x_2}{|x_1|} x_2 \end{bmatrix} = \mathbf{f}(x_1, x_2) \quad \text{— функция, непрерывная} \end{aligned}$$

вместе с производными на множествах $\{x_1 > 0, x_2 > 0\}$, $\{x_1 > 0, x_2 < 0\}$, $\{x_1 < 0, x_2 > 0\}$;

$$\text{введено обозначение } b = \frac{1}{aL}; \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{a\lambda R_{\xi 1}} \end{bmatrix};$$

$$\begin{aligned} \eta(t) = \begin{bmatrix} \eta_1(t) \\ \eta_2(t) \end{bmatrix} \quad \text{— случайный процесс с матрицей} \\ \text{интенсивностей } \mathbf{R}_\eta = \begin{bmatrix} R_{\eta 1} & 0 \\ 0 & R_{\eta 2} \end{bmatrix}; \end{aligned}$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}(\mathbf{x}(t), t) + \xi(t), \quad (17)$$

где $\mathbf{H}(\mathbf{x}(t), t)$ — известная вектор-функция;

$$\xi(t) = \begin{bmatrix} \xi_1(t) \\ \xi_2(t) \end{bmatrix} \quad \text{— вектор белого гауссова шума с из-}$$

вестными локальными характеристиками:

$$\mathbf{M}[\xi(t)] = 0, \quad \mathbf{M}[\xi(t)\xi^T(t+\tau)] = \frac{1}{2} \mathbf{R}_\xi \delta(\tau), \quad (18)$$

где $\delta(t)$ — векторная дельта-функция;

$$\mathbf{R}_\xi = \begin{bmatrix} R_{\xi 1} & 0 \\ 0 & R_{\xi 2} \end{bmatrix} \quad \text{— матрица интенсивностей шумов измерений.}$$

Критерий оценки имеет вид

$$\begin{aligned} J = \frac{1}{2} \int_0^t [\mathbf{y}(t) - \mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}(t), t)]^T \mathbf{R}_\xi^{-1} [\mathbf{y}(t) - \mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}(t), t)] dt + \\ + \frac{1}{2} \int_0^t \eta^T(t) \mathbf{R}_\eta^{-1} \eta(t) dt. \end{aligned} \quad (19)$$

Синтез ФС — задача оценки $\hat{\mathbf{x}}(s)$ процесса (16), (17), когда момент времени s , в который желательно получить оценку, соответствует точке t интервала наблюдения $[0, t]$ и t увеличивается. Необходимо получить $\hat{\mathbf{x}}$ как функцию от t , доставляющую минимум критерию (19).

Оценка $\hat{\mathbf{x}}(t)$, соответствующая минимуму функционала (19), удовлетворяет двухточечной краевой задаче [20]

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(s) = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}(s), s) - \mathbf{G}\mathbf{R}_\eta^{-1} \mathbf{G}^T \eta(s); \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \eta(s) = \frac{\partial \mathbf{H}^T(\hat{\mathbf{x}}(s), s)}{\partial \hat{\mathbf{x}}(s)} \mathbf{R}_\xi^{-1} [\mathbf{y}(s) - \mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}(s), s)] - \\ - \frac{\partial \mathbf{f}^T(\hat{\mathbf{x}}(s), s)}{\partial \hat{\mathbf{x}}(s)} \eta(s) \end{aligned} \quad (21)$$

при граничных условиях [20, 21]

$$\eta(t) = 0, \quad \hat{\mathbf{x}}(0) = \mathbf{x}^0 + \mathbf{P}^0 \eta(0), \quad (22)$$

где $\mathbf{P}^0$ — заданная матрица; $\mathbf{x}^0$ — начальное значение оценки.

Требуется найти $\hat{\mathbf{x}}$ как функцию t при увеличении интервала наблюдения. Подобного рода задачи с успехом решаются разработанным Р. Беллманом методом инвариантного погружения [20, 21].

Применение метода инвариантного погружения к рассмотренной двухточечной краевой задаче позволяет получить уравнения ФС

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) &= \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}(t), t) + \mathbf{P} \frac{\partial \mathbf{H}^T(\hat{\mathbf{x}}(t), t)}{\partial \hat{\mathbf{x}}(t)} \mathbf{R}_\xi^{-1} [\mathbf{y}(t) - \mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}(t), t)]; \\ \dot{\mathbf{P}} &= \mathbf{P} \frac{\partial \mathbf{f}^T(\hat{\mathbf{x}}(t), t)}{\partial \hat{\mathbf{x}}(t)} + \frac{\partial \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}(t), t)}{\partial \hat{\mathbf{x}}(t)} \mathbf{P} + \mathbf{G} \mathbf{R}_\eta \mathbf{G}^T - \\ &- \mathbf{P} \frac{\partial}{\partial \hat{\mathbf{x}}(t)} \left[\frac{\partial \mathbf{H}^T(\hat{\mathbf{x}}(t), t)}{\partial \hat{\mathbf{x}}(t)} \mathbf{R}_\xi^{-1} [\mathbf{y}(t) - \mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}(t), t)] \right] \mathbf{P}, \\ \mathbf{P}(0) &= \mathbf{P}^0, \quad \hat{\mathbf{x}}(0) = \mathbf{x}^0, \end{aligned} \quad (23)$$

отличающегося новой структурой функции, определяющей динамику цели:

$$\mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}(t), t) = \begin{bmatrix} x_2 \\ -b|\hat{x}_2|\hat{x}_2 \\ \frac{\hat{x}_2}{|\hat{x}_1|} \end{bmatrix}, \quad (24)$$

полученной по методологии ОПМ.

Анализ функционирования ФС

Методом статистического моделирования выполнен анализ качества функционирования разработанного фильтра при сопровождении маневрирующей цели. Рассмотрены три различные траектории. Наблюдается наклонная дальность $q_1(t)$ и азимут $q_2(t)$.

По точности оценок разработанный ФС сравнивался с классическим фильтром Калмана (ФК) [6] и фильтром Калмана с моделью Зингера (ФКЗ) [9]. За показатель точности выбрана средняя квадратическая ошибка (СКО) оценки координаты цели.

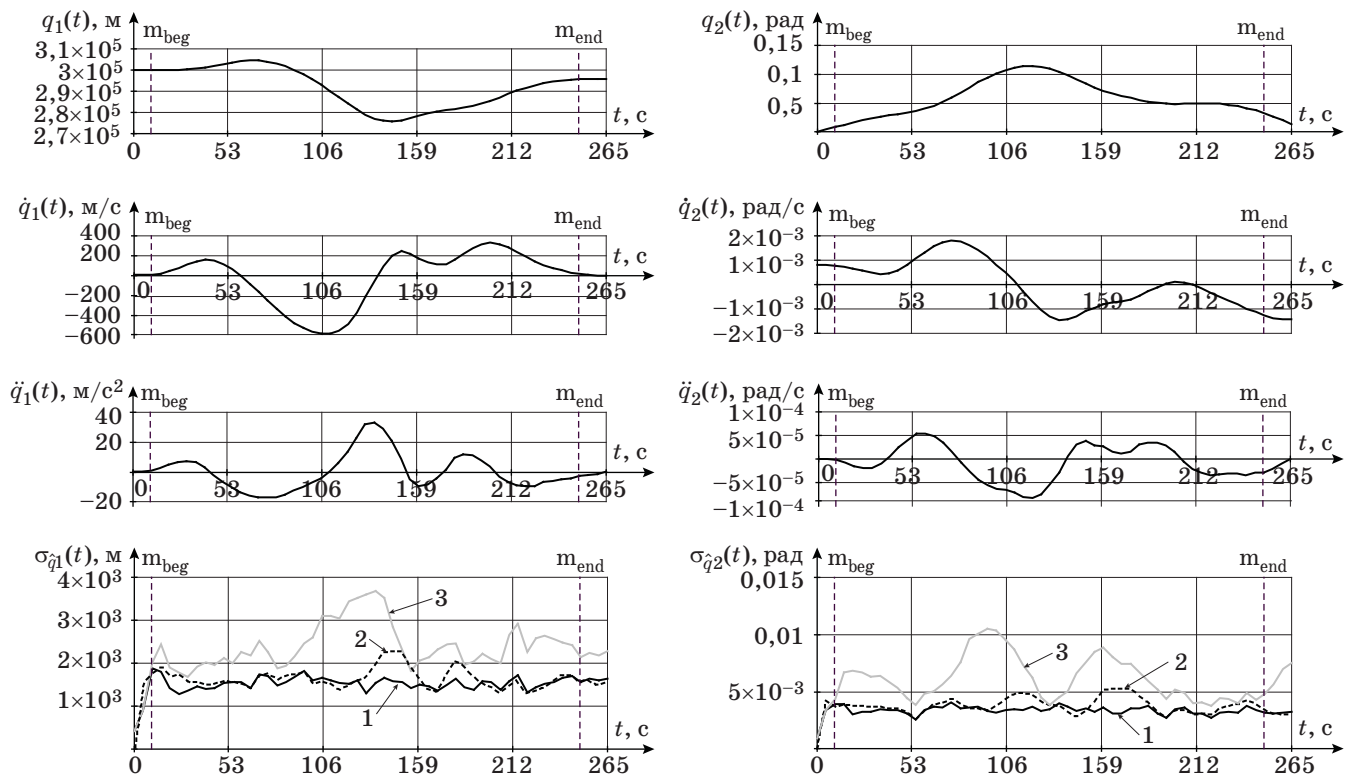
Исходные данные для статистического моделирования представлены в табл. 1, где α_{q_1} и α_{q_2} — обратные постоянные времени маневра по соответствующим координатам; D_{q_1} и D_{q_2} — дисперсии ускорений цели по соответствующим координатам; σ_{q_1} и σ_{q_2} — СКО измерений по наблюдаемым координатам.

Графики изменения координат $q_1(t)$, $q_2(t)$, скоростей $\dot{q}_1(t)$, $\dot{q}_2(t)$, ускорений $\ddot{q}_1(t)$, $\ddot{q}_2(t)$ и ошибок оценки координат цели $\sigma_{\hat{q}_1}(t)$, $\sigma_{\hat{q}_2}(t)$ сравниваемых фильтров представлены на рис. 1–3. Здесь цифрами обозначены: 1 — СКО оценки координат цели, полученные на основе (23); 2 — СКО оценки координат цели ФКЗ; 3 — СКО оценки координат цели ФК; время начала маневрирования $t = m_{\text{beg}}$, окончания $t = m_{\text{end}}$.

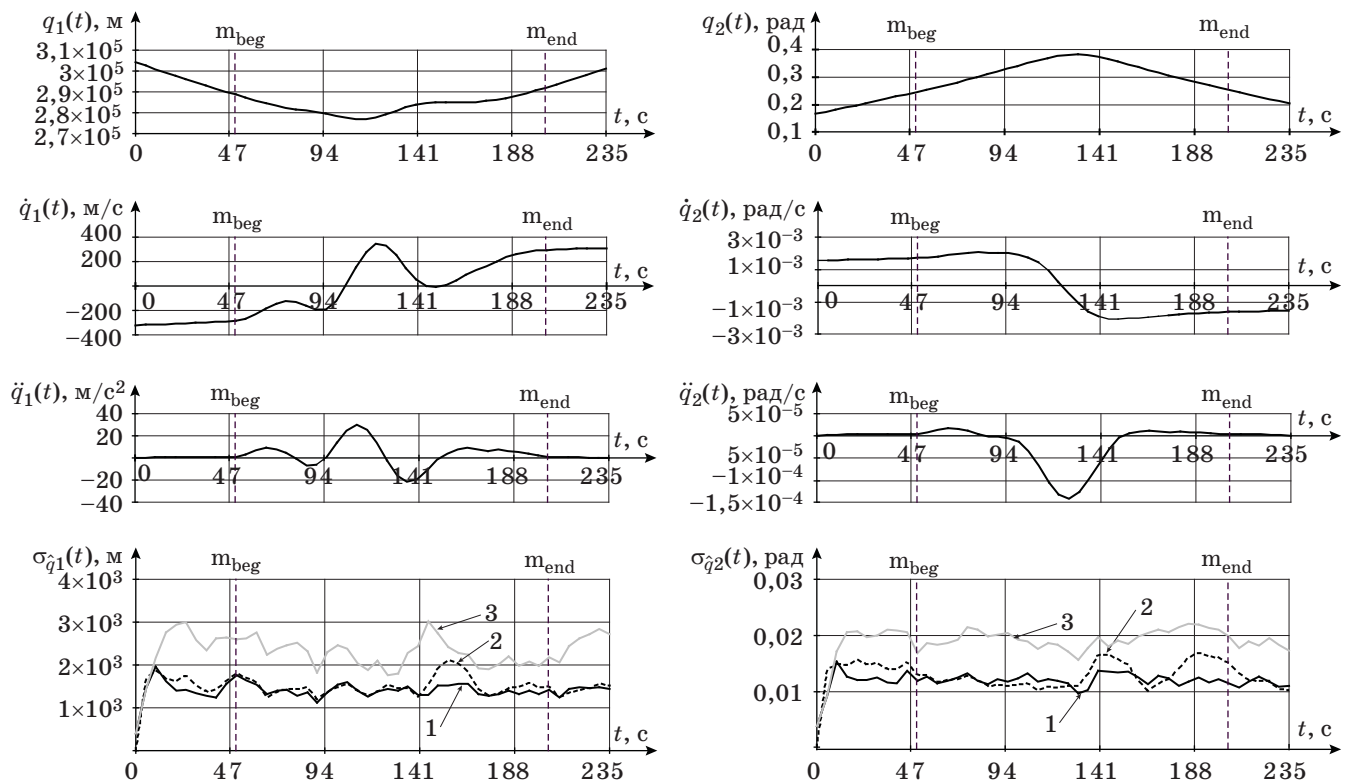
Качественный анализ представленных результатов показывает, что при равномерном дви-

■ Таблица 1. Исходные данные для статистического моделирования

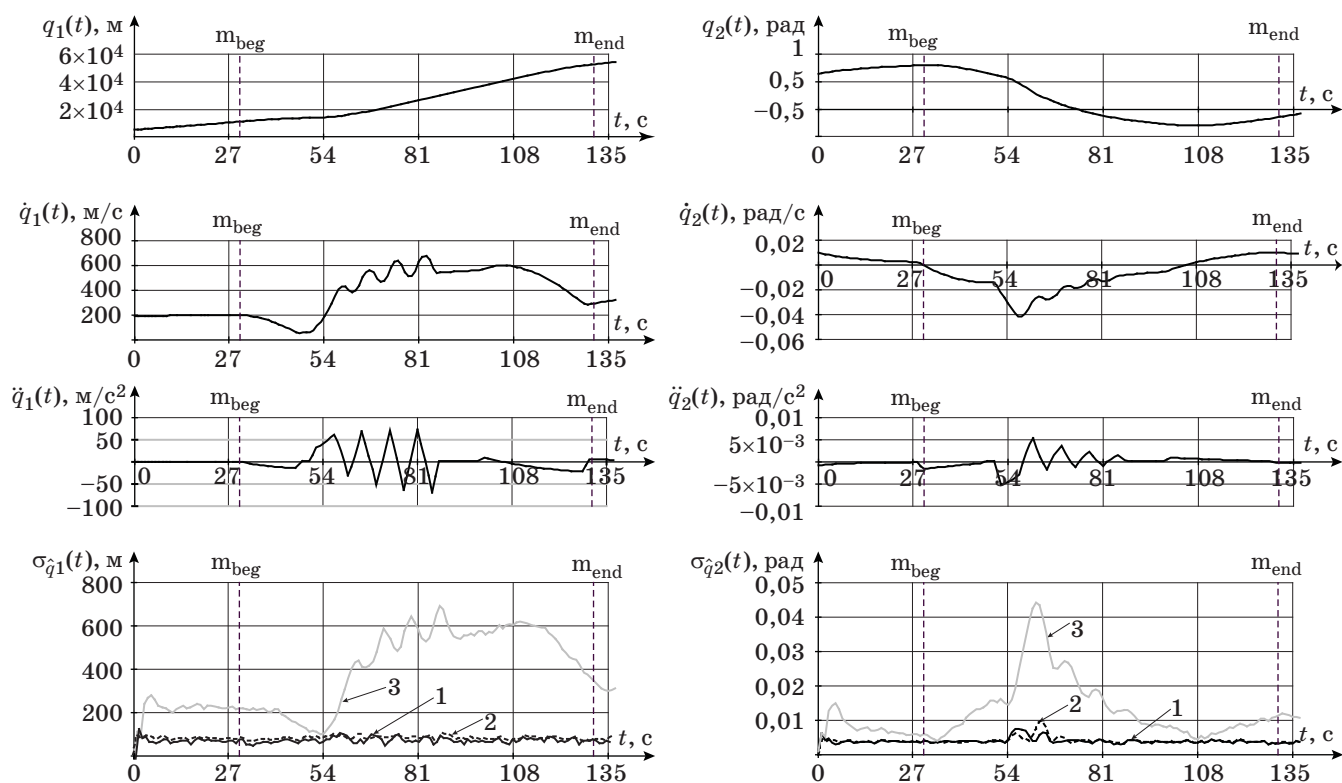
Исходные данные и параметры моделирования		Траектория		
		1	2	3
Начальные значения	$q_1(0)$, м	3×10^5	$3,041 \times 10^5$	5×10^3
	$\dot{q}_1(0)$, м/с	2,4	–320	192,8
	$\ddot{q}_1(0)$, м/с ²	0	0	0,6
	$q_2(0)$, м	$3,4 \times 10^{-5}$	0,165	0,644
	$\dot{q}_2(0)$, м/с	$7,9 \times 10^{-4}$	$1,5 \times 10^{-3}$	0,01
	$\ddot{q}_2(0)$, м/с ²	0	0	$-0,7 \times 10^{-3}$
Параметры модели Зингера	α_{q_1} , с ^{–1}	0,1	0,1	0,1
	D_{q_1} , м ² /с ⁴	$2,4 \times 10^3$	$2,16 \times 10^3$	440
	α_{q_2} , с ^{–1}	0,1	0,1	0,1
	D_{q_2} , м ² /с ⁴	$1,6 \times 10^{-8}$	4×10^{-8}	2×10^{-6}
σ_{q_1} , м		2×10^3	2×10^3	100
σ_{q_2} , рад		$4,4 \times 10^{-3}$	17×10^{-3}	5×10^{-3}
Интервал дискретизации, с		5	5	1
Количество экспериментов при статистическом моделировании		100	100	100



■ Рис. 1. Траектория 1



■ Рис. 2. Траектория 2



■ Рис. 3. Траектория 3

жении цели разработанный фильтр и ФКЗ обеспечивают сопровождение практически с равной точностью. Однако на участке маневрирования разработанный фильтр во всех рассмотренных вариантах реагирует быстрее на маневр цели и превосходит по точности ФКЗ. Этот результат обусловлен использованием в разработанном фильтре динамической модели (15), которая обладает в сравнении с ФКЗ большей чувствительностью к маневру за счет эффекта структурной адаптации. Следует отметить, что разработанный фильтр существенно превосходит по точности классический ФК.

Для количественной оценки преимуществ разработанного фильтра за счет эффекта структурной адаптации в табл. 2 представлены сводные результаты статистического моделирования, где $\frac{\sigma_{\hat{q}_1}}{\sigma_{q_1}}$ и $\frac{\sigma_{\hat{q}_2}}{\sigma_{q_2}}$ — отношения, характеризующие изменение качества сопровождения цели при использовании фильтра в сравнении с прямым использованием необработанных данных измерения.

Установлено, что для реализации ФК требуется 52 элементарные операции сложения, вычитания, умножения, деления, для ФКЗ — 214, и ФС — 73. Таким образом, для реализации ФС

■ Таблица 2. Результаты статистического моделирования

Показатели качества сопровождения		Траектория		
		1	2	3
$\frac{\sigma_{\hat{q}_1}}{\sigma_{q_1}}$	ФК	1,2	1,15	4,16
	ФКЗ	0,8	0,75	0,77
	ФС	0,75	0,7	0,76
Выигрыш в точности оценки $\hat{q}_1$ ФС, %	В сравнении с ФК	36,8	39,4	81,6
	В сравнении с ФКЗ	5,9	6,6	0,7
$\frac{\sigma_{\hat{q}_2}}{\sigma_{q_2}}$	ФК	1,43	1,12	3
	ФКЗ	0,86	0,76	0,9
	ФС	0,75	0,7	0,8
Выигрыш в точности оценки $\hat{q}_2$ ФС, %	В сравнении с ФК	47,4	37,5	73,1
	В сравнении с ФКЗ	11,7	8,3	3,4

вычислительных затрат потребуется в 2,9 раза меньше, чем для реализации ФКЗ.

В ходе моделирования произведена оценка чувствительности фильтров (ФКЗ и ФС) к изменению параметров (D_q и b). Установлено, что изменение на 50 % значений указанных параметров фильтров приводит в среднем к увеличению отношения $\frac{\sigma_{\hat{q}}}{\sigma_q}$ для традиционного на 8,5 % и предлагаемого решения на 23,5 %, что можно расценивать как плату за повышение качества сопровождения.

Заключение

В работе представлен ФС, разработанный на основе методологии ОПМ с использованием процедуры инвариантного погружения. Представлены

результаты исследования характеристик разработанного фильтра: анализ точности функционирования фильтра при сопровождении маневрирующей цели, двигающейся по различным траекториям; анализ чувствительности к изменению параметров; оценка вычислительных затрат, необходимых для реализации фильтра.

Анализ результатов статистического моделирования позволяет утверждать, что за счет использования предлагаемой ДМД возникает эффект структурной адаптации, который обеспечивает в сравнении с традиционными фильтрами повышение точности сопровождения маневрирующей цели при меньших вычислительных затратах.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 15-08-03798 а, 15-38-20835 мол_а_вед.

Литература

1. Ашурбейли И. Р., Лаговьер А. И. Основные направления развития средств воздушно-космической обороны Российской Федерации // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 12. С. 46–54.
2. Li X. R., Jilkov V. P. Survey of Maneuvering Target Tracking. Part I: Dynamic Models // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2003. Vol. 39. N 4. P. 1333–1364. doi:10.1109/TAES.2003.1261132
3. Бочкарев А. М., Юрьев А. Н., Долгов М. Н., Щербинин А. В. Цифровая обработка радиолокационной информации при сопровождении целей // Зарубежная радиоэлектроника. 1991. № 3. С. 3–22.
4. Blackman S. S., Popoli R. F. Design and Analysis of Modern Tracking Systems. — MA: Artech House, 1999. — 1229 p.
5. Bar-Shalom Y., Li X. R., Kirubarajan T. Estimation with Applications to Tracking and Navigation. — N. Y.: John Wiley & Sons, 2001. — 558 p.
6. Фарица А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. — М.: Радио и связь, 1993. — 320 с.
7. Кузьмин С. З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. — М.: Радио и связь, 1986. — 352 с.
8. Елисеев А. В., Музыченко Н. Ю. Метод адаптивной настройки фильтра Калмана в задаче слежения за динамическим объектом с неизвестным ускорением // Радиотехника. 2014. № 8. С. 39–44.
9. Singer R. A. Estimating Optimal Tracking Filter Performance for Manned Maneuvering Targets // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1970. AES-6. N 4. P. 473–483.
10. Nabaa N., Bishop R. H. Validation and Comparison of Coordinated Turn Aircraft Maneuver Models // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2000. N 1. P. 250–259.
11. Лобейко В. И. Современные подходы к организации испытаний сложных систем. — Астрахань: Астраханский университет, 2006. — 332 с.
12. Magill D. T. Optimal Adaptive Estimation of Sampled Stochastic Processes // IEEE Transactions on Automatic Control. 1965. Vol. AC-10. P. 434–439.
13. Blom H. A. P., Bloem E. A. Combining IMM and JPDA for Tracking Multiple Maneuvering Targets in Clutter // Proc. 5th Intern. Conf. on Information Fusion, July 8–11, 2002. Vol. 1. P. 705–712.
14. Костоглотов А. А., Костоглотов А. И., Чеботарев А. В. Метод объединенного принципа максимума в параметрических задачах оптимального управления // Информационно-управляющие системы. 2010. № 4(47). С. 15–21.
15. Синтез алгоритма автономного управления математическим маятником на основе объединенного принципа максимума / А. А. Костоглотов, А. А. Кузнецов, Д. С. Андраштитов, И. В. Дерябкин, С. В. Лазаренко // Изв. высших учебных заведений. Северо-Кавказский регион. Сер. Технические науки. 2010. № 3. С. 9–14.
16. Костоглотов А. А., Костоглотов А. И., Лазаренко С. В., Ценных Б. М. Метод оценки параметров движения управляемого летательного аппарата на основе объединенного принципа максимума с построением опорной траектории // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. № 6. С. 61–66.
17. Костоглотов А. А., Костоглотов А. И., Кузнецов А. А., Лазаренко С. В. Синтез оптимального регулятора на основе использования физических принципов // Нелинейный мир. 2012. № 11. С. 819–827.
18. Костоглотов А. А., Кузнецов А. А., Мурашов А. А. Сравнительная оценка характеристик фильтра объединенного принципа максимума и вариантов реализации фильтра Калмана при сопровождении маневрирующей цели // Радиотехника. 2014. № 8. С. 45–49.

19. Маркеев А. П. Теоретическая механика. — М.: Наука, 1990. — 416 с.
20. Седж Э. П., Мелса Д. Л. Идентификация систем управления. — М.: Гл. ред. физ.-мат. лит., 1974. — 248 с.

21. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 2. Теория нелинейной модуляции. — М.: Сов. радио, 1975. — 344 с.

UDC 62-50

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.2

Synthesis of Filter Support with Structural Adaptation Based on Combined Maximum Principle

Kostoglotov A. A.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, kostglovov@me.comKuznetsov A. A.^b, PhD, Tech., Associate Professor, smithaa@yandex.ruLazarenko S. V.^a, PhD, Tech., rh3311@mail.ruLosev V. A.^a, Post-Graduate Student, aibolit_773@mail.ru^aDon State Technical University, 1, Gagarin Sq., 344010, Rostov-on-Don, Russian Federation^bProfessor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Military Air Academy, 54A, Staryh Bolshevikov St., 394064, Voronezh, Russian Federation

Purpose: The growing maneuverability of aerodynamic targets makes their movement less determinate, especially when the kinematic models used to estimate their parameters are not efficient enough. When building an adaptive filter support, it is particularly important to develop dynamic models of maneuvering targets. The purpose of this research is synthesizing a filter support with a dynamic model of motion, developed according to the combined maximum principle. **Results:** A filter support is developed for maneuvering objects, which differs from the known ones by its new non-linear structure of the motion model. It was obtained as a current-time solution of the inverse dynamics problem based on Combined Maximum Principle. The new model provides better potential accuracy characteristics of the tracking, as evidenced by mathematical modeling. Improving the quality of the tracking is associated with changes in the traditional model structure which forms the basis of the filter support, so the designed filter has the effect of structural adaptation. **Practical relevance:** Due to the structural adaptation effect, the developed filter, as compared to the traditional filters, provides a gain in the efficiency of maneuvering target tracking by the criterion of maximum accuracy and minimum computational cost.

Keywords — Maneuvering Target Motion Model, Hamilton–Ostrogradsky Principle, Combined Maximum Principle, Invariant Embedding, Kalman Filter.

References

- Ashurbeili I. R., Lagovier A. I. The Basic Trends of Development of Russian Air-Cosmic Defence. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*, 2009, no. 12, pp. 46–54 (In Russian).
- Li X. R., Jilkov V. P. Survey of Maneuvering Target Tracking. Part I. Dynamic Models. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2003, vol. 39, no. 4, pp. 1333–1364. doi:10.1109/TAES.2003.1261132
- Bochkarev A. M., Iur'ev A. N., Dolgov M. N., Shcherbinin A. V. Digital Processing of Radar Data When Tracking Purposes. *Zarubezhnaia radioelektronika*, 1991, no. 3, pp. 3–22 (In Russian).
- Blackman S. S., Popoli R. F. *Design and Analysis of Modern Tracking Systems*. Artech House, MA, 1999. 1229 p.
- Bar-Shalom Y., Li X. R., Kirubarajan T. *Estimation with Applications to Tracking and Navigation*. New York, John Wiley & Sons, 2001. 558 p.
- Farina A., Studer F. A. *Radar Data Processing. Vol. 1. Introduction and Tracking*. New York, Research Studies Press John Wiley & Sons, 1985. 320 p.
- Kuz'min S. Z. *Osnovy proektirovaniia sistem tsifrovoi obrabotki radiolokatsionnoi informatsii* [Principles of Design of Systems Digital Processing of Radar Data]. Moscow, Radio i sviaz' Publ., 1986. 352 p. (In Russian).
- Eliseev A. V., Musychenko N. Yu. Method of Adaptive Kalman Filter Settings in the Task of Tracking for a Dynamic Object with Unknown Acceleration. *Radiotekhnika*, 2014, no. 8, pp. 39–44 (In Russian).
- Singer R. A. Estimating Optimal Tracking Filter Performance for Manned Maneuvering Targets. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1970, AES-6, no. 4, pp. 473–483.
- Nabaa N., Bishop R. H. Validation and Comparison of Coordinated Turn Aircraft Maneuver Models. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2000, no. 1, pp. 250–259.
- Lobeiko V. I. *Sovremennye podkhody k organizatsii ispytanii slozhnykh sistem* [Modern Approaches to Testing of Complex Systems]. Astrakhan', Astrakhanskii universitet Publ., 2006. 332 p. (In Russian).
- Magill D. T. Optimal Adaptive Estimation of Sampled Stochastic Processes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1965, vol. AC-10, pp. 434–439.
- Blom H. A. P., Bloem E. A. Combining IMM and JPDA for Tracking Multiple Maneuvering Targets in Clutter. *Proc. 5th Int. Conf. on Information Fusion*, July 8–11, 2002, vol. 1, pp. 705–712.
- Kostoglotov A. A., Kostoglotov A. I., Chebotaryov A. V. A Method of Unified Maximum Principle in the Parametric Problem of Optimal Control. *Informatsionno-upravliaushchie systemy* [Information and Control Systems], 2010, no. 4(47), pp. 15–21 (In Russian).
- Kostoglotov A. A., Kuznetsov A. A., Andrashitov D. S., Derjabkin I. V., Lazarenko S. V. Synthesis Algorithm Autonomous Control Pendulum on the Basis of the Incorporated Principle of the Maximum. *Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii. Severo-Kavkazskii region. Ser. Tekhnicheskie nauki*, 2010, no. 3, pp. 9–14 (In Russian).
- Kostoglotov A. A., Kostoglotov A. I., Lazarenko S. V., Tsenikh B. M. Method of an Estimation of Parameters of Movement of the Operated Flying Machine on the Basis of an Combined-Maximum Principle with Construction of a Basic Trajectory. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*, 2012, no. 6, pp. 61–66 (In Russian).
- Kostoglotov A. A., Kostoglotov A. I., Kuznetsov A. A., Lazarenko S. V. Synthesis of Optimal Control Based on the Use of Physical Principles. *Nelineinyi mir*, 2012, no. 11, pp. 819–827 (In Russian).
- Kostoglotov A. A., Kuznetsov A. A., Murashov A. A. Comparative Evaluation of the Characteristics of the Filter of the Principle of Maximum and Options for Implementing a Kalman Filter in Support of Objectives Including. *Radiotekhnika*, 2014, no. 8, pp. 45–49 (In Russian).
- Markeev A. P. *Teoreticheskaiia mekhanika* [Theoretical Mechanics]. Moscow, Nauka Publ., 1990. 416 p. (In Russian).
- Sage A. P., Melsa J. L. *System Identification*. New York and London, Academic Press, 1971. 221 p.
- Van Trees H. L. *Detection, Estimation, and Modulation Theory. Part II. Nonlinear Modulation Theory*. New York, John Wiley & Sons, 1971. 368 p.

ПОДХОД К РАЗРАБОТКЕ ПРОТОТИПА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ПРОЦЕССОВ ТЕХНИЧЕСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ И РЕМОНТА ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ИЗДЕЛИЙ АЭРОКОСМИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ НА ОСНОВЕ МУЛЬТИАГЕНТНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

О. И. Лахин^а, руководитель направления

Е. В. Симонова^{б, в}, канд. техн. наук, доцент, ведущий аналитик

П. О. Скобелев^б, доктор техн. наук, профессор

А. С. Полников^в, аналитик

Ю. С. Юрыгина^в, инженер

^аСамарский государственный технический университет, Самара, РФ

^бСамарский государственный аэрокосмический университет им. акад. С. П. Королева (национальный исследовательский университет), Самара, РФ

^вНаучно-производственная компания «Разумные решения», Самара, РФ

Введение: эксплуатация сложного технического изделия требует больших экономических затрат, поэтому, по возможности, необходимо стремиться минимизировать затраты на обслуживание изделия и при этом поддерживать требуемый уровень надежности. **Цель исследования:** разработка нового подхода к управлению процессами технического обслуживания и ремонта изделий аэрокосмической промышленности. **Методы:** мультиагентные технологии, представление и обработка знаний на основе онтологий. **Результаты:** разработан подход к созданию интеллектуальной системы поддержки процессов технического обслуживания и ремонта для обеспечения показателей надежности и экономичности при эксплуатации сложных технических изделий. Подход включает разработку концептуальной модели изделия, отражающей его физическую и функциональную структуру; агентной модели, в которой каждому узлу объекта эксплуатации ставится в соответствие программный агент, реализующий внутренний цикл управления; киберфизической модели, визуализирующей всю необходимую информацию для пользователя. Приведены сценарии использования системы, наглядно отражающие основные принципы ее работы и практического применения. **Практическая значимость:** системы, разработанные на основе предлагаемого подхода, могут быть как полностью автономными, так и интегрированными в единый комплекс с существующими PLM-системами. Использование мультиагентных технологий позволит повысить уровень надежности сложного технического изделия на этапе эксплуатации, а также минимизировать затраты на проведение операций по ремонту и техническому обслуживанию изделия.

Ключевые слова — летательный аппарат, ресурсы, надежность, безопасность, живучесть, прогнозирование, отказ, нештатная и аварийная ситуация, эксплуатация, техническое обслуживание и ремонт, поддержка принятия решений, мультиагентная технология, онтология предметной области, киберфизическая модель.

Введение

Эксплуатация сложного технического изделия (СТИ) с обеспечением необходимого уровня надежности и экономичности является не менее масштабной задачей, чем проектирование и производство [1]. Для поддержания СТИ в рабочем состоянии необходимо предъявлять высокие требования не только к надежности отдельных узлов, агрегатов и модулей, но и к надежности изделия в целом. Задача проведения своевременного технического обслуживания и ремонта (ТОиР) наиболее остро стоит для изделий аэрокосмической промышленности [2, 3].

Ключевую роль в планировании всего процесса ТОиР играют особенности конструктивных характеристик летательного аппарата (ЛА) и системы его технического обслуживания (ТО). К таким характеристикам относятся:

— номенклатура и надежность комплектующих изделий;

— состав и структура запчастей и принадлежностей (ЗИП);

— периодичность и трудоемкость выполнения планового ТО;

— трудоемкость и продолжительность поиска и устранения неисправностей и др.

В свою очередь конструкция ЛА и система ТО, начиная с ранних этапов проектирования ЛА, должны подвергаться тщательному анализу на предмет соответствия заданным требованиям по уровню надежности и затратам на его обеспечение. На основании этих условий можно выделить совокупность следующих задач:

1) анализ изделия, формирование его функциональной и пространственной структуры с помощью онтологии;

2) анализ видов, критичности и последствий отказов;

3) выбор методики и разработка плана ТО;

4) оценка потребностей в запасных частях, расходных материалах, средствах наземного обслуживания и контроля, инструментах и принадлежностях для планового и внепланового обслуживания;

5) оценка затрат на ТО и степени надежности изделия;

6) использование киберфизической модели изделия.

В целях оптимизации процессов ТОиР, а также обеспечения показателей надежности и экономичности эксплуатации СТИ предлагается на основе мультиагентных технологий разработать интеллектуальную систему поддержки процессов ТОиР — Smart Maintenance, являющуюся подсистемой интеллектуальной системы управления жизненным циклом изделия Smart PLM [3, 4].

Задача обеспечения надежности СТИ

Для обеспечения надежности СТИ необходимо раннее выявление и предупреждение угроз возникновения и развития отказов на борту ЛА и оптимизация работы наземных служб (ресурсов ремонтно-технической бригады, схемы логистического снабжения, а также производителей и проектировщиков изделия и компонент) в целях снижения затрат на ТОиР при поддержании необходимого уровня надежности [5–7].

Затраты на эксплуатацию, ТОиР составляют значительную часть общих затрат на сопровождение жизненного цикла СТИ. Прямые затраты на техническое обслуживание ЛА включают в себя затраты на плановое и внеплановое обслуживание.

Под плановым обслуживанием подразумеваются планово-профилактические работы, выполняемые в соответствии с программой ТО для данного типа ЛА, в которой определены условия и периодичность выполнения работ, а также содержатся сведения об их трудоемкости, расходуемых запасных частях и материалах.

Под внеплановым обслуживанием подразумеваются работы, выполняемые в случае выявления дефектов и возникновения отказов узлов, направленные на их устранение.

Стоит отметить следующие причины высокой сложности задачи прогнозирования отказов.

1. Каждый ЛА обладает собственной динамикой отказов в зависимости от условий эксплуатации, особенностей сборки, поставщиков комплектующих и проведения предшествующих сеансов ТОиР.

2. Отказы взаимосвязаны, т. е. выявленный и устраненный отказ одного компонента может повлечь дальнейшее развитие отказов в других узлах, связанных функционально или пространственно.

3. Динамика отказов не случайна и может быть выявлена при анализе статистики по наработке большого парка ЛА. Но однажды выявленная динамика не постоянна и подвержена изменениям в связи с изменениями условий эксплуатации.

На практике развитию отказов на ЛА всегда предшествует множество первых признаков или симптомов возникающих дефектов. Своевременное выявление этих признаков может существенно повысить эффективность действий по устранению источников опасности путем восстановления работоспособности отказавшего узла либо полной замены неисправного агрегата, а также позволит получить сопутствующий экономический эффект за счет исключения простоя ЛА во время внепланового ТО.

Такой подход требует сбора, формализации, интеграции и использования разнородных знаний об объектах эксплуатации для построения моделей их устройства и функционирования, а также специальных методов раннего прогнозирования и выявления отказов, динамического планирования мероприятий по их профилактике, предупреждению и устранению.

Ключевыми параметрами при выполнении анализа являются показатели надежности комплектующих изделий, трудоемкости и продолжительности поиска и устранения неисправностей разных компонентов, аналогичные параметрам работ планового ТО. При проектировании совершенно нового типа ЛА нет других возможностей, кроме использования расчетных или экспертных оценок. Для уже эксплуатируемых ЛА целесообразно воспользоваться накопленной эксплуатационной статистикой, намного более достоверно отражающей действительную картину. В связи с этим следует выделить задачу мониторинга технического состояния эксплуатируемых изделий, напрямую связанную с созданием эффективной системы оценки и оптимизации надежности при ТОиР.

Предлагаемый подход к решению задачи

При разработке системы поддержки эксплуатации изделий, ТОиР Smart Maintenance решение поставленных задач предлагается осуществлять на основе мультиагентных технологий, а также представления и обработки знаний на основе онтологий [8, 9]. При таком подходе каждой подсистеме или узлу объекта эксплуатации ставится в соответствие программный агент. Агент представляет собой автономную программу, которая может реагировать на события, принимать решения и взаимодействовать с другими агентами или пользователями, не требуя внешних инструкций, а реализуя внутренний встроенный цикл управления.

Задачей Smart Maintenance является определение фактического либо возможного отказа систем, узлов и агрегатов ЛА на основании потока разнородных данных: телеметрии, показателей приборов, наблюдений техников, условий эксплуатации, статистики предыдущих отказов, показателей надежности аналогичных изделий. Эту задачу предлагается решать на основе создания специализированных компьютерных средств представления и интеграции знаний: предметных онтологий и киберфизической модели.

В основе Smart Maintenance лежит концептуальная модель изделия, которая состоит из элементов, организованных в системы, где выход одного элемента или системы является входом другого элемента или системы, образуя функциональные связи. Все элементы и системы связаны пространственными отношениями, по которым можно определять взаимосвязи отказов с их проявлениями, а также прогнозировать влияние различных событий (изменения условий эксплуатации, замены отказавшего блока неидентичным аналогом, отказов смежных или иначе связанных узлов и агрегатов и т. п.) на изменение динамики отказов.

Каждая система ЛА состоит из узлов и компонентов, которые в онтологии описываются атрибутами: плотностью распределения отказов, средней наработкой до отказа, обеспечиваемым коэффициентом надежности, ресурсом работы, сроком эксплуатации и др. На основании информации о возможных видах отказов изделия и его компонентов прогнозируется вероятность возникновения отказов в эксплуатируемых ЛА, выделяются возможные виды отказов на различных уровнях структуры (отказ элемента, отказ устройства, отказ системы), прослеживаются причинно-следственные связи, обуславливающие возникновение отказов и возможных последствий.

Уникальные особенности каждого изделия будут отображаться в его киберфизической модели. Под киберфизической моделью будем понимать разностороннее представление сложного объекта в окружающей среде посредством описания в онтологическом базисе и последующее представление получившейся модели в форме, максимально удобной для восприятия пользователем. Примером киберфизической модели является подробная трехмерная модель изделия (а также его составных систем, узлов и агрегатов), которая сопровождает реальный объект на протяжении всего его жизненного цикла — от проектирования до утилизации. Изначально идентичные для серийных изделий модели, соответствующие изделиям, которые эксплуатируются в различных условиях (например, два типовых ЛА осуществляют рейсы на Крайний Север и в тропики), начинают накапливать информацию

об изменениях в износе различных компонентов. Фактические условия описываются для модели каждого изделия, после чего становится возможным сформировать прогноз влияния указанных условий на будущие отказы.

В течение своей жизни любое СТИ также претерпевает ряд изменений, оказывающих влияние на его характеристики: изменение схемы электропроводки, проведение внепланового ТО и т. п. Изменившиеся условия эксплуатации изделия приводят к тому, что даже выпущенные подряд серийные экземпляры начинают существенно различаться по своим характеристикам после нескольких лет эксплуатации. Данная проблема особо актуальна для авиационной отрасли, где срок жизни ЛА исчисляется десятками лет, в течение которых состав и взаимное расположение различных составных частей, узлов и агрегатов может изменяться практически полностью. Посредством закрепления за каждым эксплуатируемым ЛА его киберфизической модели предлагается создать инструмент, позволяющий:

- своевременно фиксировать фактически происходящие с объектом изменения в целях преемственности знаний;
- учитывать фактические особенности каждого ЛА при проведении планового ТО;
- прогнозировать влияние особенностей ЛА на надежность его отдельных узлов и выявлять источники потенциальных отказов;
- проводить оценку затрат при ТОиР и выявлять возможные пути оптимизации расходов при сохранении необходимого уровня надежности.

На основании статистики отказов прошлых лет и известных данных об особенностях каждого ЛА становится возможным спрогнозировать плотность распределения отказов для парка на некий планируемый период, что позволяет сформировать номенклатурный список необходимых ЗИП и их разделение по требованию наличия у различных ремонтных служб.

Например, если при наличии в парке авиакомпаний 20 однотипных самолетов для какого-то узла раньше наблюдался всего 1 отказ за 10 лет, а за 10 месяцев текущего года на различных судах произошло 6 отказов, можно сделать вывод, что либо истек фактический срок работоспособности узла (который может не совпадать с номинальным из-за особенностей эксплуатации), либо отказы вызываются внешними условиями (средой эксплуатации или соседними агрегатами) или особенностями проведения планового ТО (от изменения используемого типа смазки вплоть до нарушения методики проведения ТО одним из сотрудников ремонтной бригады). Поскольку наблюдается изменение динамики одного из контролируемых параметров, концептуальная модель изделия должна на основе онтологических

связей проанализировать варианты возникновения проблемы и предложить возможные способы ее решения. При этом в интерфейсе системы посредством трехмерной киберфизической модели пользователь сможет увидеть подсвеченный проблемный узел, выделить и укрупнить его, чтобы проследить критические функциональные, пространственные и другие связи.

Сценарий практического использования системы Smart Maintenance

Рассмотрим следующий сценарий практического использования системы. Пусть некоторая авиакомпания обладает парком самолетов для выполнения регулярных коммерческих перевозок и стремится минимизировать затраты на ТОиР, а также убытки от вынужденного простоя ЛА. Предположим, что рост затрат за некий обозримый промежуток времени обусловлен одновременной выработкой назначенного ресурса у нескольких дорогостоящих компонентов, которая совпала с выполнением трудоемких видов обслуживания. Проведя подобный анализ, система может предложить либо еще на этапе проектирования внести изменения в конструкцию изделия непосредственно в конструкторском бюро, либо, при отсутствии такой возможности, изменить систему технической эксплуатации, чтобы замена всех компонентов на каждом ЛА происходила не одновременно, а была распределена в течение некоторого периода времени. Тем самым будет выровнена долгосрочная структура расходов на ТОиР, кроме того, при этом проявятся уникальные особенности эксплуатации каждого ЛА, которые необходимо зафиксировать в их киберфизических моделях для более корректного прогнозирования последующих событий.

Анализируя вероятность возникновения проблемы по онтологическим связям и ее распространение на другие системы, можно проследить, как этот процесс повлияет на надежность всего ЛА, а также провести оценку затрат на восстановление работоспособности ЛА при различных входных условиях. При этом Smart Maintenance рассчитывает вероятности влияния и распространения обнаруженной локальной проблемы по связям сети онтологии, затем — вероятность отказа других устройств, а также вероятность неисполнения оперативных и стратегических планов.

Smart Maintenance позволяет рассчитать риски с учетом различных факторов. Например, если имеется система резервирования и отказ узла в полете не критичен для безопасности полета, учитываемый риск будет меньше, чем при отсутствии системы резервирования. Если система еще и критична для обеспечения безопасно-

сти полета, риск будет максимальным, при этом необходимо срочно изменить план полета и провести внеплановое ТО в целях устранения опасности и замены узла. Отметим, что замена узла может оказаться целесообразной даже в том случае, если определено, что вероятность отказа велика и продолжает расти, но отказ еще не произошел, поскольку такую операцию можно провести во время планового ТО, чтобы избежать необходимости внепланового ТО в момент выявления фактического отказа.

В системе Smart Maintenance отображается шкала возможных рисков, более критичные из них имеют высший приоритет и учитываются при планировании мероприятий по их устранению в первую очередь. При этом планирование и возвращение ситуации к равновесию происходит на всех уровнях.

Модель мира агентов

При предлагаемом подходе к процессу эксплуатации ЛА каждый из участников процесса ТОиР вносит свои знания об объекте, исходя из своей сферы ответственности, критериев, предпочтений и ограничений, но способен при выявлении конфликта возвращаться на несколько шагов назад, изменять и пересматривать свои решения в случае, если результаты выходят за рамки общих ограничений, принятых для команды.

Рассмотрим модель мира агентов и работу предлагаемого метода на упрощенном примере управления процессом технической эксплуатации ЛА, в котором участвуют различные специалисты по составным частям и системам ЛА.

Введем два основных класса агентов: агентов потребностей (заказов) и агентов возможностей (ресурсов), — которые находятся в постоянном поиске друг друга. Цель агента потребности — найти для себя наилучшую по заданным параметрам возможность для реализации, а цель агента возможности — максимально эффективно использовать свой ресурс. Агенты возможностей и агенты потребностей представляют собой находящиеся в постоянном взаимодействии сущности, которые в зависимости от ситуации могут переходить от конкуренции, когда на одну потребность претендуют две возможности (и наоборот, две потребности борются за одну возможность), к кооперации, когда для удовлетворения одной большой потребности может быть необходимо несколько возможностей (и наоборот). Если некоторой потребности в текущий момент времени наилучшим образом подходит определенная возможность, а этой возможности — данная потребность, соответствующие агенты заключают договор и устанавливают между собой связь «нуждается-в», образуя сеть потребностей и возможностей (ПВ-сеть) [10].

Основные задачи агентов в данном случае:

— как можно ранее сигнализировать об отклонении наблюдаемых показателей ресурса от номинальных значений;

— прогнозировать дальнейший уровень развития ситуации, отличающийся от планового режима работы;

— выяснить, насколько критичным является отклонение для безопасности полета;

— если событие критичное, определить, возможно ли устранить отказ имеющимися в распоряжении авиационно-технической базы ресурсами (наличие запасных частей, квалифицированного персонала) либо необходимо проводить внеплановое ТО;

— перераспределить заказы логистической службы доставки запасных частей таким образом, чтобы восполнить необходимый ЗИП после выполнения планового ТО, либо обеспечить доставку нужных изделий к дате внепланового ТО;

— по возможности, обнаружить и локализовать причину отклонения, а также в целях предотвращения будущих отказов выдать рекомендации по эксплуатации ЛА, наличию необходимых ЗИП либо по требованиям к проектированию новых изделий.

Агент возможности при этом должен решить, готов ли он распределить свой ресурс равномерно между всеми потребителями на основе приоритетов либо других стратегий или параметров. Очевидно, что его решение вызовет «волну» пересмотров решений у других агентов, причем длина этой волны будет заранее неизвестна, но позволит смоделировать и увидеть всю цепочку последствий принятого решения, что особенно важно для соответствующих специалистов.

Допустим, что при проведении работ по модернизации ЛА в расчетах была учтена накопленная статистика по базовой модели, полученная от служб конструкторского бюро и эксплуатирующих организаций. Расчеты показали, что затраты, связанные с выполнением периодического обслуживания, у рассматриваемого ЛА оказались хуже, чем у изделий-аналогов. Анализ распределения затрат показал, что наибольший вклад в трудоемкость планового ТО вносят работы с периодичностью выполнения 25 летных часов. Предположим, что в результате анализа выяснилось, что наибольший вклад в затраты вносят работы по смазке, имеющие значительную трудоемкость. Для снижения затрат по этой статье Smart Maintenance предложит следующие решения:

1) в состав средств наземного обслуживания включить современные смазочные пистолеты, позволяющие выполнять работы по смазке одному технику в кратчайшее время;

2) в некоторых изделиях, не влияющих на летную годность, применить «несмазываемые» подшипники, что позволит сократить время ТО.

Таким образом, предлагаемая система Smart Maintenance представляет собой сообщество программных агентов, каждый из которых реализует полный цикл управления своим объектом (подсистемой, узлом, прибором и т. д.) следующим образом:

1) настраивается на заданную цель (задачу);

2) выбирает сценарии для достижения цели или выполнения задачи;

3) реагирует на события (изменения) в ситуации (сцене);

4) планирует и перепланирует свою деятельность, устанавливая и изменяя связи с другими агентами в случае возникновения непредвиденных событий;

5) взаимодействует с другими агентами или пользователями, т. е. информирует о своем состоянии, предлагает решения, согласовывает свои действия, устанавливает или разрывает связи, дает встречные предложения, спрашивает и отвечает на запросы других агентов и пользователей;

6) прогнозирует свое поведение на горизонт планирования;

7) ведет мониторинг и контроль исполнения намеченного плана;

8) выявляет расхождение между планом и фактом и инициирует перепланирование для его устранения;

9) обучается (в будущем) из опыта.

Чем более удовлетворены агенты своими связями — тем сильнее связи — тем в большем равновесии находится вся система. Но при возникновении непредвиденных событий часть связей обрывается, и элементы начинают немедленно искать новые возможности, при этом существующие связи начинают пересматриваться. Система постепенно проходит состояние хаоса и переходит в новое равновесие, соответствующее новому распределению потребностей и возможностей или новым планам использования ресурсов.

Таким образом, первой задачей системы Smart Maintenance является выявление возможной грядущей проблемы из потока разнородных данных. Эту задачу предлагается решать на основе создания специализированных компьютерных средств представления и интеграции знаний: предметных онтологий и киберфизической модели ЛА на основе сетей потребностей и возможностей, которые описывают основные ресурсы и помогают проследить связи основных подсистем на уровне потребностей и возможностей отдельных узлов, показывающих взаимные зависимости между ними.

Второй задачей Smart Maintenance является динамическое планирование своевременных

мероприятий по обеспечению проведения ТО и логистических задач по снабжению авиационно-технической базы в случае появления первых признаков и возникновения угрозы появления отказов. Эту задачу предлагается решать на основе создания мультиагентной системы, где каждый агент отвечает за определенную подсистему, блок или узел ЛА.

Заключение

Создание пилотируемого ЛА, способного обеспечивать требуемый уровень безопасности и надежности полетов — сложная и комплексная задача. Для ее решения предлагается разработать интеллектуальную систему поддержки процессов ТОиР для обеспечения показателей надежности и экономичности при эксплуатации сложных технических изделий на основе мультиагентных технологий. Ожидаются следующие результаты от использования системы:

- решение сложной задачи прогнозирования и предупреждения отказов на ранних стадиях в условиях неопределенности;
- обеспечение оперативной и гибкой реакции на непредвиденные события;
- снижение сложности и трудоемкости работы эксплуатационно-обслуживающего персонала;
- повышение эффективности использования при ТОиР имеющегося ЗИП и оптимизация не-

обходимого запаса при сохранении требуемого уровня надежности;

— возможность прогнозирования вероятностей вариантов возникновения, протекания и развития отказов;

— получение экономического эффекта за счет оптимизации стратегии ТО для каждого эксплуатируемого изделия.

Приведенные примеры показывают, что анализ затрат на ТО, выполняемый с использованием мультиагентных технологий, позволяет эффективно решать важные практические задачи, нацеленные на обеспечение конкурентоспособности сложной наукоемкой продукции.

Область использования системы Smart Maintenance в дальнейшем планируется распространить на другие области применения, характеризующиеся высокой сложностью. Так, в сравнении с изделиями авиационной промышленности, космические аппараты характеризуются рядом качеств, обуславливающих еще более высокую сложность проведения ТОиР, а методики для космических аппаратов существенно отличаются от подходов к эксплуатации авиационных ЛА. По этой причине для них не представляется возможным использовать существующие средства анализа и мониторинга технического состояния и целесообразно создание интеллектуальных систем нового поколения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и образования РФ.

Литература

1. Rzevski G., Skobelev P. Managing Complexity. — London — Boston: WIT Press, 2014. — 198 p.
2. Абрамов Б. М., Агарков В. Н., Артемьев М. М., Башилов А. С. CALS (Continuous Acquisition and Life-Cycle Support — непрерывная информационная поддержка жизненного цикла продукции) в авиационной промышленности. — М.: Изд-во МАИ, 2002. — 340 с.
3. Лахин О. И., Полников А. С., Симонова Е. В., Скобелев П. О. Теория сложности и проблема управления жизненным циклом изделий аэрокосмической промышленности // Информационно-управляющие системы. 2015. № 1(74). С. 4–12.
4. Лахин О. И., Симонова Е. В., Скобелев П. О. Подход к разработке прототипа интеллектуальной системы поддержки принятия согласованных решений при проектировании малоразмерных космических аппаратов на основе мультиагентных технологий // Информационно-управляющие системы. 2015. № 2 (75). С. 43–48.
5. Машошин О. Ф., Бигус А. В. Информационное обеспечение процессов диагностирования авиационной техники // Научный вестник МГТУ ГА. 2002. № 49. С. 44–48.
6. Алексанян А. Р. Планирование процедур поддержания летной годности воздушных судов на основе информационных технологий сетевого планирования // Научный вестник МГТУ ГА. 2011. № 173. С. 65–69.
7. Чекрыжев Н. В. Анализ отказов и повреждений авиационной техники, влияющих на безопасность полетов // Альманах современной науки и образования. 2013. № 10(77). С. 177–180.
8. Новая концепция создания интеллектуальных систем управления жизненным циклом на принципах сетецентрического управления, онтологий и мультиагентных технологий/ В. И. Баклашов, В. А. Комаров, О. И. Лахин, Е. В. Полончук, П. О. Скобелев, В. Ф. Шпиловой // Изв. Самарского научного центра Российской академии наук. 2014. Т. 16. № 1(5). С. 1296–1298.
9. Скобелев П. О. Онтологии деятельности для ситуационного управления предприятиями в реальном времени // Онтология проектирования. 2012. № 1(3). С. 6–38.
10. Виттих В. А., Скобелев П. О. Мультиагентные модели взаимодействия для построения сетей потребностей и возможностей в открытых системах // Автоматика и Телемеханика. 2003. № 1. С. 162–169.

UDC 658.512.6

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.10

Developing a Prototype Intelligent System for Maintenance and Repair of Aerospace Products Based on Multi-Agent TechnologiesLakhin O. I.^a, Project Manager, lakhin@yandex.ruSimonova E. V.^{b, c}, PhD, Associate Professor, Leading Analyst, simonova@smartsolutions-123.ruSkobelev P. O.^b, Dr. Sc., Tech., Professor, petr.skobelev@gmail.comPolnikov A. S.^c, Analyst, polnikov@smartsolutions-123.ruYurygina Y. S.^c, Engineer, Yurygina@smartsolutions-123.ru^aSamara State Technical University, 244, Molodogvardeiskaya St., 443100, Samara, Russian Federation^bSamara State Aerospace University, 34, Moskovskoe Sh., 443086, Samara, Russian Federation^cSoftware Engineering Company «Smart Solutions», 17, Moskovskoe Sh., 443013, Samara, Russian Federation

Purpose: Developing a new approach to the management of aerospace products maintenance and repair. **Methods:** Multi-agent technology along with ontology-based representation and processing of knowledge. **Results:** An approach has been developed to the design of an intelligent system supporting the maintenance and repair which would provide reliability and economic feasibility when using complex technical products. This approach presupposes the development of three models: a conceptual model for the product reflecting its physical and functional structure; an agent model in which each operation object unit has a corresponding software agent implementing a certain inner management cycle; and a cyber-physical model visualizing all the information necessary for the user. Scenarios of using the system are provided, illustrating the basic principles of its functioning and practical application. **Practical value:** Systems based on the suggested approach can be either fully autonomous or integrated into a complex with the existing PLM-systems. Using multi-agent technologies can help to increase the reliability of a complex technical product during its operation. Also, it can minimize the maintenance and repair expenses.

Keywords — Aircraft, Resources, Reliability, Safety, Viability, Forecasting, Failure, Operation, Maintenance and Repair, Decision-Making Support, Multi-Agent Technology, Domain Ontology, Cyber-Physical Model.

References

1. Rzevski G., Skobelev P. *Managing Complexity*. WIT Press, 2014. 198 p.
2. Abramov B. M., Agarkov V. N., Artem'ev M. M., Bashilov A. S. *CALS (Continuous Acquisition and Life Cycle Support — nepreryvnaia informatsionnaia podderzhka zhiznennogo tsikla produktsii) v aviastroenii* [CALS (Continuous Acquisition and Life Cycle Support) in Aircraft Industry]. Moscow, MAI Publ., 2002. 340 p. (In Russian).
3. Lakhin O. I., Polnikov A. S., Simonova E. V., Skobelev P. O. Complexity Theory and Challenges of Aerospace Products Lifecycle Management. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2015, no. 1, pp. 4–12 (In Russian). doi: 10.15217/issn1684-8853.2015.1.4
4. Lakhin O. I., Simonova E. V., Skobelev P. O. Approach to Development of Intelligent System Prototype of Coordinated Decision-making Support for Designing Small Spacecrafts on the Basis of Multi-agent Technologies. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2015, no. 2, pp. 43–48 (In Russian). doi:10.15217/issn1684-8853.2015.2.43
5. Mashoshin O. F., Bigus A. V. Information Support of Diagnosing Processes of Aviation Equipment. *Nauchnyy vestnik MGTU GA*, 2002, no. 2, pp. 44–48 (In Russian).
6. Aleksanjan A. R. Planning Procedures for Maintaining the Airworthiness of Aircraft on the Basis of Network Planning Information Technology. *Nauchnyy vestnik MGTU GA*, 2011, no. 173, pp. 65–69 (In Russian).
7. Chekryzhev N. V. Analysis of Failures and Defects of Aviation Equipment which Influence Flight Safety. *Al'manah sovremennoj nauki i obrazovaniya*, 2013, no. 10, pp. 177–180 (In Russian).
8. Baklashov V. I., Komarov V. A., Lakhin O. I., Polonchuk E. V., Skobelev P. O., Shpilevoy V. F. The New Concept of Creation the Life Cycle Intellectual Control Systems on the Principles of Network-Centric Management, Ontologies and Multi-Agent Technologies. *Izvestiia Samarskogo nauchnogo tsentra Rossiiskoi akademii nauk*, 2014, vol. 16, no. 1(5), pp. 1296–1298 (In Russian).
9. Skobelev P. O. Activity Ontology for Situational Management of Enterprises in Real Time. *Ontologiya proektirovaniia* [Ontology of Designing], 2012, no. 1, pp. 6–38 (In Russian).
10. Vittih V. A., Skobelev P. O. Multi-agent Interaction Models for Construction of Supply and Demand Networks in Open Systems. *Avtomatika i Telemekhanika*, 2003, no. 1, pp. 162–169 (In Russian).

ДИСКРЕТНЫЕ ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ

Н. А. Балонин^а, доктор техн. наук, профессор

^аСанкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

Цель: в теории динамических систем не сложилось характерное для теории сигналов разделение их частотных характеристик на непрерывные и дискретные. Цель исследования — устранить отмеченный недостаток введением в дискретные частотные характеристики линейных динамических систем финитного времени на примере элементарных звеньев первого и второго порядков. **Результаты:** показано различие между непрерывными на бесконечном времени и дискретными на ограниченном временном отрезке частотными характеристиками систем и сигналов. Приведено определение дискретных частотных характеристик линейных динамических систем финитного времени. Описаны численные и аналитические методы их нахождения, комментируется метод натурного эксперимента. Выведена передаточная функция нестационарного линейного звена оператора флипа (реверса сигнала во времени). Даны характеристики элементарных звеньев первого и второго порядков, описываемых передаточными функциями интегратора, двойного интегратора, апериодического и консервативного звеньев. Показано, что точки их дискретных частотных характеристик располагаются на амплитудных частотных характеристиках звеньев. **Практическая значимость:** дискретные частотные характеристики дополняют классические непрерывные, согласуются с ними по амплитудам и выступают как уточняющие, учитывающие важный для практики фактор — конечное время протекания процессов. Разработано соответствующее программное обеспечение для математической сети Интернет.

Ключевые слова — динамические системы, финитные системы, частотные характеристики, непрерывный спектр, дискретный спектр, элементарные звенья.

Введение

В теории сигналов практикуется разложение сигналов в непрерывный и дискретный спектры, характерные, соответственно, для бесконечного и конечного отрезков времени [1, 2]. В теории динамических систем дискретная форма спектральной характеристики непрерывной системы, рассматриваемой при конечном времени течения процессов, не сложилась. Понятие дискретной частотной характеристики (ДЧХ) отсутствует.

Пояснить данное обстоятельство можно тем, что на ограниченном отрезке времени элементарные гармоники, проходящие через систему, помимо вынужденных составляющих, возбуждают также компоненты, отвечающие свободному движению. Таким образом, выходной сигнал системы, если его разложить по тем же самым гармоникам, что и входной, не обнаруживает простой преемственности, необходимой для констатации коэффициентов усиления на частотах, им соответствующих.

Выход из этого положения [3–9] состоит в том, чтобы для заданного отрезка времени протяженностью T выбрать в качестве элементарных базисных сигналов не гармоники, а алгебраические суммы гармоник (полигармонические сигналы), отличающиеся от прочих сигналов тем, что возбуждаемые их составляющими свободные движения компенсируют друг друга. В таком случае можно вычислять коэффициенты усиления полигармонических сигналов, упорядочиваемых

по номерам или по частотам одной из их составляющих — частоты входящих в сигнал гармоник между собой связаны.

При согласованном определении точки дискретного спектра динамической системы (ДЧХ) располагаются на графике классической амплитудной частотной характеристики (АЧХ). Сходно связаны между собой непрерывный и дискретный спектры сигналов, отсчеты частот базисных функций идут равномерно.

В отличие от них точки дискретного спектра динамической системы описывают ее индивидуальность, особенно проявляемую на отрезке времени, сопоставимом со временем переходного процесса в ней. Эти особенности и математический аппарат построения можно увидеть на примерах ДЧХ элементарных динамических звеньев, рассматриваемых в данной работе.

Собственные функции и спектр динамической системы

Линейная динамическая система описывается [1, 2] передаточной функцией $Q(p)$, линейным дифференциальным уравнением или интегральным уравнением свертки

$$y(t) = Qu(t) = \int_0^t q(t - \tau)u(\tau)d\tau, \quad (1)$$

где $q(t)$ — импульсная весовая функция системы; $u(t)$, $y(t)$ — входной и выходной сигналы, рассматриваемые на конечном отрезке времени $0 \leq t \leq T$.

Интегральное представление (1) удобнее прочих в том отношении, что при замене интеграла суммой линейной динамической непрерывной системе ставится в соответствие некоторое ее матричное приближение $y = Qu$, где Q — теплицева матрица линейного оператора свертки (матрица теплицева оператора), теперь уже дискретной системы.

В частности, $Q(i, j) = q(t - \tau)\Delta$ при $i \leq j$, $t = \Delta i$, $\tau = \Delta j$, Δ — шаг дискретизации по времени. У всех каузальных (причинных) систем верхний правый треугольник коэффициентов матрицы нулевой, так как реакция не может предшествовать воздействию. Теплицева матрица Q несимметрична, ее собственные значения равны между собой и сосредоточены на диагонали.

Жорданов базис, помимо единственного собственного вектора, образует жорданова цепочка векторов, превалирующая в этом описании при увеличении порядка матрицы. В пределе, при повышении порядка матрицы до бесконечности, от собственного вектора остается одно воспоминание, его невозможно вычислить при бесконечной длине жордановой цепочки векторов.

Теплицева матрица Q связана с ганкелевыми матрицами $H_1 = QF$ или $H_2 = FQ$, где F — реверсная единичная матрица (флип-матрица). Пара Q и $H_1 = QF$ изображены на рис. 1, а и б. Одинаковые значения элементов отражены одинаковым цветом клеток.

Ганкелева матрица (в отличие от связанной с ней теплицевой) симметрична, следовательно, собственные значения ее вещественны, а собственные векторы ортогональны. Весь ход наших упражнений описывает реверс вектора управления системы $y = Qu$, $u = Fu^*$ (договоримся вектор с реверсным порядком элементов пометить звездочкой).

Инверсия во времени дискретных или непрерывных входного и выходного сигналов — флип — линейная операция. С флипом на входе динамическая система по-прежнему линейна, вопрос рассмотрения очередности временных отсчетов вектора или сигнала (в прямом или реверсном порядке мы их принимаем) относится, скорее, к организационным, как именно мы вво-

дим описание системы, чем к принципиально важным для отражения ее динамики.

В итоге реверса мы получаем вместо исходной линейную систему с ганкелевым оператором $y = Hu^*$, $H = QF$. Замена, происходящая столь просто, приводит к далеко идущим последствиям. Реверсировав во времени входной или выходной сигнал (т. е., изменив всего лишь точку зрения на то, как мы рассматриваем сигналы), мы получили взамен жорданова обычный ортогональный базис, который мы можем вычислять многими способами: численно — с помощью матриц, аналитически или натурным экспериментом.

Для непрерывной модели дискретный аргумент переходит в значения времени на отрезке T , такой «вектор» стоит именовать все же функцией. Собственная функция дополняет классические импульсную весовую или переходную функции, отражая специфику финитного времени.

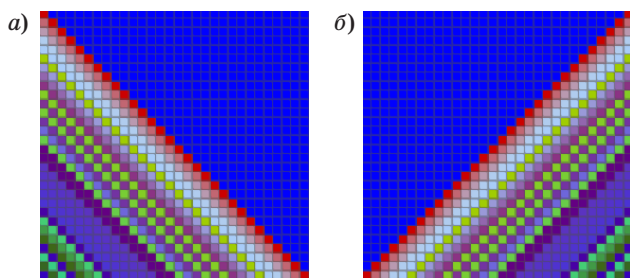
Определение 1 (собственная функция). Не искажаемый системой $y(t) = \lambda u^*(t)$ входной сигнал $u^*(t) = u(T - t)$ назовем собственной функцией $f(t)$ линейной динамической системы.

Для большей простоты дальнейшего рассмотрения отметим, что с точностью до масштабного коэффициента λ собственная функция $f(t)$ фиксируется на выходе динамической системы, т. е. разделяет с ней ее нулевое начальное состояние. Часть характеристик ее, следовательно, нам заранее известны.

Для простоты определения мы не упомянули возможность инверсии выхода, а не входа. Парные собственные функции $f_1(t)$ и $f_2(t)$, отвечающие собственному значению λ двух ганкелевых операторов, описываемых (в дискретном случае) матрицами $H_1 = QF$ или $H_2 = FQ$, связаны условием зеркальной симметрии функций $f_1(t) = f_2(T - t)$. Глубокого различия между собой такие решения не имеют.

Термин «собственная функция» можно встретить в некоторых задачах теории обобщенных функций. В сочетании с приложением его к линейным непрерывным динамическим системам никакой путаницы не происходит.

Для линейных операторов в непрерывном случае спектр и собственные значения — это не одно и то же. К спектру линейного оператора H относят все нерегулярные значения λ резольвенты $H - \lambda E$, где E — тождественный оператор. Обратный к ней оператор может быть определен не на всем пространстве — это более широкая ситуация. Так, ограниченный в $L_2[0, T]$ оператор умножения функции на время $f(t) = tf(t)$ похож своим действием на матрицу с размещенными вдоль диагонали возрастающими «собственными значениями», но не имеет их по определению, поскольку мы исключили дельта-функции из рассмотрения.



■ Рис. 1. Матрицы теплицева Q (а) и ганкелева H_1 (б)

Ситуация с исключением искусственная, регулируемая определениями, и в общем спектр может быть как точечным, так и непрерывным.

Часть его соответствует *собственным числам* λ , определяемым, как обычно, через уравнение $Hf = \lambda f$. Иными словами, различные трактовки спектра не мешают нам работать с *собственными функциями* — задача на *собственные значения* все равно обособляется.

Определение 2 (собственное значение). Коэффициент усиления λ сигнала в виде собственной функции назовем собственным значением линейной динамической системы.

Совокупность собственных значений называется дискретным спектром, упорядоченным по порядковым номерам или характерным частотам собственных функций. Порядковый номер в любом случае отвечает некоторой характерной частоте, поэтому без потери общности совокупность собственных значений λ спектра назовем *дискретной частотной характеристикой*.

Роль дискретных амплитудной (ДАЧХ) и фазовой (ДФЧХ) частотных характеристик при таком подходе играют модули и знаки собственных значений.

С равным успехом можно было бы ввести определения *сингулярных функций* и *сингулярных чисел* оператора свертки динамической системы, не прибегая к реверсу сигналов. В самом деле, в теории матриц существуют также сингулярные левый и правый векторы матрицы Q , определяемые через собственные векторы произведений $Q^T Q$ и $Q Q^T$ (пары Шмидта).

Для теплицевых структур общая картина с сингулярными и собственными векторами упрощается тем, что сингулярные векторы пар Шмидта являются собственными векторами двух ганкелевых матриц, обсуждаемых ранее. Тем самым выбор названия (собственный или сингулярный вектор, или функция) зависит от того, с каким именно линейным оператором мы его соотносим.

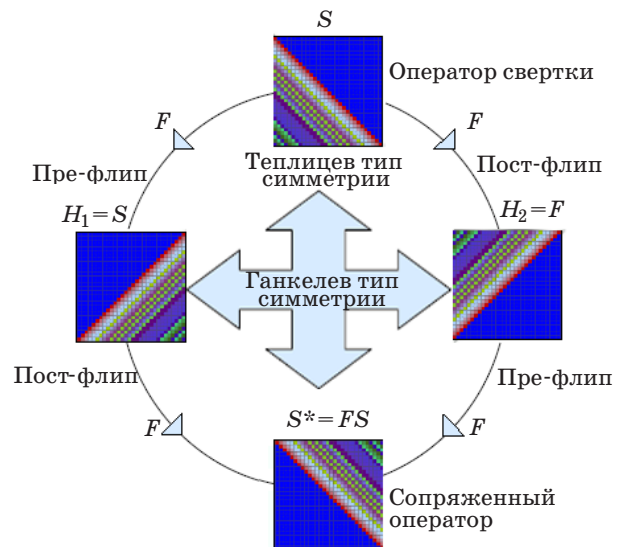
Численное нахождение ДЧХ

Численные методы имеют то преимущество, что они дают дискретный спектр элементарных звеньев посредством обращения к стандартной процедуре поиска собственных чисел и собственных векторов ганкелевой матрицы — в MatLab это функция $\text{eig}(H)$. Некоторое представление о количестве возникающих в этой задаче операторов и виды соответствующих матриц дает рис. 2. В зависимости от того, что именно реверсируется во времени, входной или выходной сигналы, возникают две ганкелевы матрицы H_1 и H_2 . Различия в спектре они не имеют, а их собственные векторы (функции соответствующих линей-

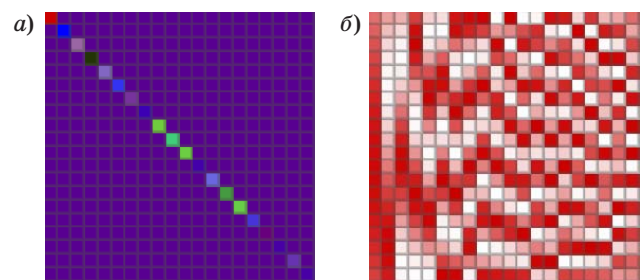
ных операторов в непрерывном случае) зеркально симметричны.

Отметим, что в силу монотонности амплитудной частотной характеристики апериодического звена (и интегратора) его собственные функции, отвечающие убывающим по модулю собственным значениям, упорядочены по частоте, что несложно видеть по флуктуациям в колонках матрицы собственных векторов разложения $H = SDS^{-1}$, где H — ганкелева матрица; D — диагональная матрица собственных значений (рис. 3, а); S — ортогональная матрица колонок собственных векторов (рис. 3, б). Значения элементов отражены здесь цветом и степенью насыщенности цветов в колонках собственных векторов.

Разместив модули собственных значений λ (модули элементов диагональной матрицы D) на АЧХ, можно заметить связь частот соответствующих им собственных функций с частотами сигналов, аппроксимирующих элементы столбцов ортогональной матрицы S . Степень подробности дискретного описания линейной непрерывной динамической системы зависит от порядка ган-



■ Рис. 2. Теплицевы и ганкелевы матрицы операторов динамической системы



■ Рис. 3. Матрицы собственных чисел (а) и собственных векторов (б)

келевой матрицы $\mathbf{H}$, причем, главным образом, в области малых по модулю собственных значений. Максимальное по модулю собственное значение и соответствующая ему собственная функция называются *главными*.

Метод практичен, но не дает нам точного аналитического описания собственных функций, за исключением, как видно, простейших звеньев первого порядка или звеньев с монотонными частотными характеристиками, где всегда возможно определение базовой частоты собственной функции.

Аналитический метод нахождения ДЧХ

Гармонические сигналы. Теория динамических систем использует для описания базисных функций бесконечного интервала времени *круговые гармоники*, введенные еще Эйлером: $\sin(\omega t) = (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t})/2$, $\cos(\omega t) = (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t})/2$.

Амплитудный коэффициент усиления, вычисленный с помощью модуля передаточной функции $Q(p)$, для них будет тем же самым, что и для составляющих их экспонент, поскольку функция $A(\omega) = |Q(j\omega)|$ симметрична.

Фазовый показатель комплексной функции $Q(j\omega)$ описывает сдвиг фазы выходного сигнала по отношению к входному.

Искомые составляющие полигармонических сигналов образованы, кроме случая круговых гармоник, парами экспонент, составляющих гиперболические функции $\text{sh}(\alpha t) = (e^{\alpha t} - e^{-\alpha t})/2$, $\text{ch}(\alpha t) = (e^{\alpha t} + e^{-\alpha t})/2$ *мнимой частоты* α .

Наименование «мнимая частота» обязано своим происхождением возможности замены аргумента передаточной функции $Q(j\omega)$ мнимой величиной $\omega = -j\alpha$ для выяснения коэффициента усиления экспоненты.

Локализация частот. В теории автоматического управления существует тема *локализации* собственных значений матрицы системы пространства состояний, когда на комплексной плоскости указывается область их размещения (круги Гершгорина [2]).

То же самое относится к круговой и мнимой частотам, определяющим гармоники собственной функции; информация об их локализации облегчает нахождение собственных функций.

Напомним, что собственные функции ганкелева оператора H — это также сингулярные функции оператора свертки S , т. е. собственные функции оператора SS^* , где $S^* = FSF$ — сопряженный оператор; F — оператор флипа в непрерывном времени (см. рис. 2). В области передаточных функций инверсия сигнала во времени отвечает смене знака, поэтому квадраты амплитудных коэффициентов усиления описывает функция $R(p) = Q(p)Q(-p)$, $p = \alpha + j\omega$ — комплекс-

ный аргумент с компонентами в виде круговой и мнимых частот; модуль и мнимая часть ее для двойного интегратора показаны на рис. 4.

Классическая АЧХ динамической системы определяется функцией $A(\omega) = R(j\omega)^{1/2}$, т. е. срезом вдоль оси ω , мнимая часть $R(p)$ равна 0. Аналогичные срезы вдоль осей, например мнимой частоты α , отражают некоторую обобщенную АЧХ, описывающую коэффициенты усиления круговых и гиперболических гармоник, составляющих полигармонический сигнал (собственную функцию).

Неравенство $\text{Re}(R(p)) \geq 0$, $p = \alpha + j\omega$, локализует круговую и мнимую частоты, справедливые для областей, где $\text{Im}(R(p)) = 0$.

Передаточная функция флипа. Для аналитического исследования задачи на поиск ДЧХ, помимо передаточной функции системы $Q(p)$, нам потребуется передаточная функция $F(p)$, отвечающая операции реверса сигнала во времени.

В матричном представлении флип описывается обратной единичной матрицей. Связанная с ней теплицева структура, единичная матрица, в непрерывном случае — элементарное звено, усилитель с передаточной функцией $Q(p) = 1$. Система с ганкелевой матрицей не каузальна (не причинна), и следовательно, флип — некоторая элементарная нестационарная линейная система.

Аппарат передаточных функций разработан для стационарных систем. Нестационарные системы принято описывать параметрическими передаточными функциями, зависящими от некоторого коэффициента.

Так, например, в методе Гольдфарба [1, 2] параметрическая передаточная функция линеаризуемого нелинейного элемента зависит от ампли-

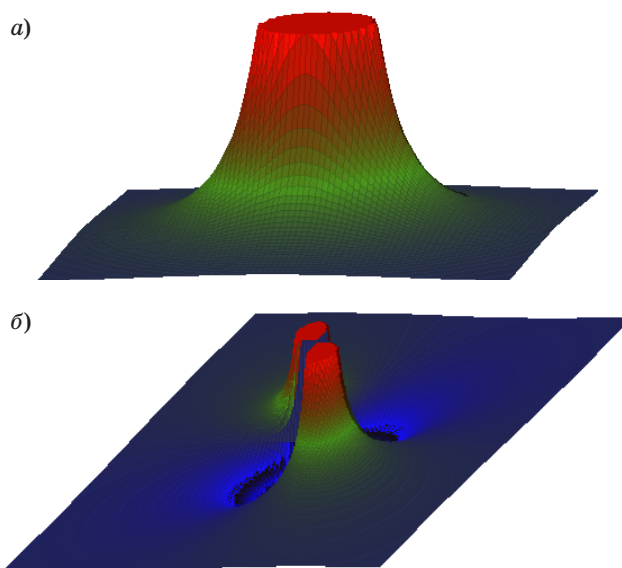


Рис. 4. Модуль функции $R(p)$ (а) и ее мнимая часть (б)

туды входного сигнала. В данном случае передаточная функция зависит от вида фазы гармоник.

Гармонический сигнал $u(t) = \sin(\omega t + \theta)$, подаваемый на вход флипа-звена, остается гармоническим, не меняется по амплитуде.

Амплитудная характеристика передаточной функции флипа равна 1.

Вносимый реверсом сдвиг фазы выходного сигнала дает фазовую характеристику флипа, которая зависит от θ . Объединяя обе характеристики, получаем передаточную функцию флипа

$$F(p) = e^{\psi(\omega, \theta)}, \quad \psi(\omega, \theta) = \pi - \omega T - 2\theta.$$

Для сигналов, описываемых гиперболическими функциями, получим сходный результат, но у гиперболического синуса при гармонике появляется знак, атрибут фазы, не переводимый в аддитивную добавку в виде π . Передаточные функции в методе Гольдфарба и в данном методе (назовем его *методом флипа*) упрощают анализ динамических систем, описываемых передаточными функциями.

Характеристическое уравнение. Характеристическое уравнение матрицы — это полином, корни которого дают ее собственные значения. Для непрерывной модели «матрица» системы бесконечномерная, ее характеристический полином — трансцендентное уравнение, корни которого определяют ее собственные значения (дискретный спектр), частоты и фазы собственной функции.

Характеристическое уравнение выводится из двух уравнений амплитудного и фазового балансов собственной функции $f(t) = SF(t) = \lambda f(t)$ с учетом начальных условий, которые для собственных функций переходят в краевые.

1. Уравнение амплитудного баланса. У операции флипа амплитудная частотная характеристика единичная, поэтому уравнение амплитудного баланса имеет вид $A(\omega) = |\lambda|$, где $A(\omega)$ — амплитудная характеристика динамической системы; λ — собственное число. Точки ДЧХ расположены на АЧХ.

2. Уравнение фазового баланса. Оно учитывает сдвиг по фазе, вносимый флипом. Для круговых гармоник, например, имеем $\varphi(\omega) + \psi(\omega, \theta) = \arg(\lambda)$, где $\varphi(\omega)$ — фазовая характеристика системы; $\psi(\omega, \theta)$ — фазовая частотная характеристика флипа: $\psi(\omega, \theta) = \pi - \omega L - 2\theta$, $\arg(\lambda) = 0$, если $\lambda \geq 0$, и $\arg(\lambda) = \pi$ при отрицательном λ .

Подставляя в уравнение фазового баланса частоты, удовлетворяющие уравнению амплитудного баланса, получаем зависимость фаз гармоник $\theta(\lambda)$ полигармонического сигнала (собственной функции) от собственных значений.

3. Учет двух уравнений в сочетании с начальными условиями ведет к *характеристическому уравнению* (или уравнениям) $\chi(\omega(\lambda), \theta(\lambda)) = 0$.

Пусть $f(t) = C_1 \sin(\omega_1 t + \theta_1) + C_2 \sin(\omega_2 t + \theta_2) + \dots + C_n \sin(\omega_n t + \theta_n)$.

Начальные условия выливаются в краевые для собственной функции, так как сигнал на входе динамического звена $u^* = f(T - \tau)$ связан с выходным сигналом $y(t) = \lambda f(t)$. Отсюда $f(0) = 0$, $\lambda f'(0) = q(0)f(T)$, $\lambda f''(0) = q'(0)f(T) - q(0)f'(T)$ и т. п., где $q(0)$, $q'(0)$, ... — значения импульсной весовой функции системы и ее производных.

Для *инерционных систем* второго порядка ($q(0) = 0$) имеем $f(0) = 0$, $f'(0) = 0$.

В свою очередь из равенства нулю производной $f'(0) = 0$ (гладкий старт) для систем второго порядка получаем трансцендентное характеристическое уравнение $\omega_1 \operatorname{ctg}(\theta_1) - \omega_2 \operatorname{ctg}(\theta_2) = 0$, которое можно выразить как уравнение относительно искомого собственного значения λ после подстановки в него зависимостей $\omega(\lambda)$ и $\theta(\lambda)$, следующих из уравнений амплитудного и фазового балансов. Из равенства нулю самой функции $f(0) = 0$ следует, что независимо от параметров инерционной динамической системы второго порядка ее собственная функция в случае круговых гармоник имеет вид $f(t) = \sin(\theta_2) \sin(\omega_1 t + \theta_1) - \sin(\theta_1) \sin(\omega_2 t + \theta_2)$.

ДЧХ апериодического звена и интегратора

Для систем первого порядка с передаточной функцией $Q(p) = \frac{1}{p + b}$ задача определения ее ДЧХ — тривиальная в том смысле, что она не имеет таких особенностей, как суммирование гармоник и ведущая частота.

Приступим к локализации частот. Модуль функции $R(p) = -1/p^2$ интегратора, рассматриваемый на комплексной плоскости аргумента, имеет полюс в нулевой точке (см. рис. 4, а). Квадрат $p^2 = \alpha^2 + 2ja\omega - \omega^2$, поэтому вещественные значения $R(p)$ приходятся на одной из осей аргумента, когда либо $\alpha = 0$, либо $\omega = 0$, за их пределами мнимая часть отлична от нуля (см. рис. 4, б). Кроме того, необходимо, чтобы $\operatorname{Re}(R(p)) \geq 0$, соответственно, для собственных функций интегратора (и устойчивого апериодического звена, если проверить) частот ω классической оси аргументов АЧХ вполне достаточно. Собственные функции интегратора и апериодического звена — синусоиды: $f(t) = \sin(\omega t)$.

Краевые условия дают *характеристическое уравнение* $\operatorname{tg}(\omega T) + \omega/b = 0$, которое с учетом подстановки $\omega = (1/\lambda^2 - b^2)^{1/2}$ переходит в уравнение относительно искомого собственного значения λ . Частоты собственных функций интегратора $\omega_k = (1/2 + k)\pi/T$, $k = 0, 1, \dots$, соответственно: $\lambda_k = \pm 1/\omega_k$, главная собственная функция $f(t) = \sin(\pi t/2T)$ отвечает по форме четверти синусоиды на любом отрезке времени T .

Вторая ось частот α графика гиперболических гармоник актуальна для неустойчивого звена.

Неустойчивая система с $b < 0$ на отрезке $T > b$, помимо синусоидальных младших, имеет одну главную гиперболическую собственную функцию $f(t) = \text{sh}(\alpha t)$, значение частоты $\alpha = (b^2 - 1/\lambda^2)^{1/2}$ берется на обобщенной частотной амплитудной характеристике, вариант неоднозначности с $\alpha > |b|$ исключен условиями локализации частот. Звено не имеет характерных для прочих случаев парных частот, порождающих биения, это вырожденная задача, с особенностями только при неустойчивости.

ДЧХ двойного интегратора

Собственные функции двойного интегратора $Q(p) = \frac{1}{p^2}$, как и собственные функции консервативного звена (для малых коэффициентов усиления), построены на паре гармоник, коэффициенты усиления которых берутся на срезе $A(\omega) = R(j\omega)^{1/2}$ и его продолжении $A(\alpha) = R(\alpha)^{1/2}$ вдоль осей ω и α , причем для двойного интегратора, ввиду положения полюса в точке 0, имеем симметричное решение $\alpha = \omega$.

Таким образом, согласно условиям локализации собственная функция содержит взвешенные суммы круговых и гиперболических гармоник $f(t) = \sin(\omega t) - \text{sh}(\omega t) - \eta(\cos(\omega t) - \text{ch}(\omega t))$, где $\eta = (\sin(\omega T) + \text{sh}(\omega T))/(\cos(\omega T) + \text{ch}(\omega T))$, выражение получено с учетом двух начальных $f(0) = 0$, $f'(0) = 0$ и одного краевого $\lambda f''(T) = u(T) = 0$ условий.

Второе краевое условие $\lambda f''(0) = u(0) = f(T)$ дает характеристическое уравнение двойного интегратора $\sin(\omega T) - \text{sh}(\omega T) - (\cos(\omega T) - \text{ch}(\omega T))\eta \pm \pm 2\eta = 0$, определяющее частоты, на которых реализуются коэффициенты усиления $\lambda = \pm 1/\omega^2$.

Двойной интегратор — это звено относительно несложное, сходное с интегратором местом расположения полюсов. Круговая гармоника двойного интегратора, в сравнении с одинарным интегратором, смещена на $\theta = -\pi/2$, это дает приближенную оценку вида собственной функции, отвечающей нулевым начальным условиям: $f(t) = \sin(\omega t + \theta) - \sin(\theta) = 1 - \cos(\omega t)$, $\omega = 0,6\pi/T$. Главная собственная функция одинарного интегратора — четверть синусоиды, тут период и того меньше (по форме почти острый треугольник).

Сходные приближенные оценки касаются прочих кратных интеграторов.

ДЧХ консервативного звена

Звено с передаточной функцией $Q(p) = \frac{1}{p^2 + 1}$

иллюстрирует основные особенности систем с резонансами.

Модуль функции $R(p) = Q(p)Q(-p)$ имеет вид, сходный с тем, что изображен на рис. 4, но полюс отвечает аргументу $p = j$, т. е. значению часто-

ты $\omega = 1$. Соответственно, амплитудная характеристика $A(\omega) = R(j\omega)^{1/2}$ имеет два склона, по двум сторонам от полюса, и условие амплитудного баланса $A(\omega) = |\lambda|$ выделяет на склонах две точки $\omega_1 = (1 - 1/\lambda)^{1/2}$, $\omega_2 = (1 + 1/\lambda)^{1/2}$.

Такие характерные парные частоты, порождающие у сумм гармонических сигналов биения, рассматриваемые как собственные функции, вместо обычных гармоник, добавляет любой полюс, — это общая черта консервативных звеньев.

Уравнение фазового баланса учитывает сдвиг по фазе $\psi(\omega, \theta) = \pi - \omega T - 2\theta$, вносимый оператором флипа $\varphi(\omega) + \psi(\omega, \theta) = \arg(\lambda)$, $\arg(\lambda) = 0$, если $\lambda \geq 0$, и $\arg(\lambda) = \pi$ при отрицательном λ , $\varphi(\omega) = \arg(1 - \omega)$ — фазовая характеристика колебательного звена, причем $\varphi(\omega_1) = 0$, $\varphi(\omega_2) = \pi$.

Отсюда получим фазы гармоник $\theta_1 = (\pi - \omega_1 T)/2$, $\theta_2 = -\omega_2 T/2$.

Это звено инерционное, импульсная весовая функция и ее производная в начальной точке равны 0. Из краевых условий следует уравнение $\omega_1 \text{ctg}(\theta_1) - \omega_2 \text{ctg}(\theta_2) = 0$. Подстановкой в него фаз получаем трансцендентное характеристическое уравнение $\omega_1 \text{tg}(\omega_1 T/2) + \omega_2 \text{ctg}(\omega_2 T/2) = 0$, которое с учетом формул для ω_1 , ω_2 становится характеристическим: $\chi(\lambda) = 0$.

Как видно, «матрица» линейного оператора этого звена бесконечномерная, тем не менее, опираясь на передаточные функции звена и флипа, мы сумели построить ее «характеристический многочлен».

Семейство собственных функций бесконечно, в первую очередь, нас интересует *главная собственная функция*, отвечающая максимальному по модулю собственному числу вида $f(t) = \sin(\theta_2)\sin(\omega_1 t + \theta_1) - \sin(\theta_1)\sin(\omega_2 t + \theta_2)$.

Младшие собственные функции, отвечающие коэффициентам усиления, меньшим 1, включают гиперболические составляющие $f(t) = \alpha_1 \sin(\omega_2 t) - \omega \text{sh}(\alpha_1 t) - \eta(\alpha_1 \cos(\omega_2 t) - \omega_2 \text{ch}(\alpha_1 t))$, которые мы видим также у двойного интегратора. Происхождение их сходное, для малых коэффициентов усиления монотонно убывающей правой ветви АЧХ $A(\omega) = R(j\omega)^{1/2}$ отвечает ветвь обобщенной АЧХ $A(\alpha) = R(\alpha)^{1/2}$. Точки обобщенной АЧХ на уровне $A(\alpha) = A(\omega) = |\lambda|$ порождают парные частоты α_1 , ω_2 круговой и гиперболической гармоник.

Натурный эксперимент

Помимо способов нахождения в соответствующим образом организованных натурных экспериментах амплитудно-частотной и фазовых характеристик, импульсной весовой и переходных функций, существуют также способы нахождения характеристик ДЧХ [3, 9, 11, 12].

Обратимся к известным в теории матриц итерационным процедурам нахождения главного

собственного вектора. Если матрицу умножить сначала на произвольный вектор, а потом, итерационно, умножать итог произведения, то главный собственный вектор, отвечающий максимальному собственному числу, будет входить в результат все с большим и большим весом, в итоге он и будет превалировать в решении.

Следующий эксперимент назовем натурным *ганкелевым экспериментом* [9].

На первом этапе на систему подается произвольный, допустим, ступенчатый сигнал. Реверсировав во времени реакцию, подадим ее на систему снова, обнулив ее начальные условия. Образуется кольцо с передачей сигнала от входа к выходу. Для того чтобы сигнал не рос или не уменьшался существенно по амплитуде, нормируем входной сигнал перед подачей его на систему.

Отличительным признаком успешного завершения итераций для динамических систем в соответствии с определением собственного вектора является совпадение по форме реверсированного входного и выходного сигналов. Такой натурный эксперимент отличается характерными для него деталями от способов измерения частотных характеристик, он дает возможность измерить интересующее нас главное собственное значение и собственную функцию, т. е. модель системы, дополняющую импульсную весовую функцию или частотную характеристику.

Заключение

Оператор свертки собственных функций не имеет — линейная непрерывная динамическая система не повторяет (без искажения формы) входной сигнал. По этой причине собственные функции динамических систем на бесконечном интервале времени (в традиционной сфере приложения частотных характеристик) не рассматривались. Линейные динамические системы финитного времени порождают ортогональный собственный базис.

Собственные числа и собственные функции бесконечномерных объектов имеют много общего с собственными числами и собственными векторами матриц. Характеристический полином матрицы переходит в трансцендентный, в статье указан метод его построения.

Масштабированием производных $f'(0) = q(0)$ не инерционных систем (начальный наклон пропорционален начальному значению импульсной весовой функции) можно получить интересный результат, состоящий в том, что завершения собственных функций «замегают» $f(T) = \lambda$ спектр. Сходное качество собственных векторов иметь в качестве компонент собственные числа наблюдается у матриц Вандермонда.

Жорданов базис матриц тоже имеет продолжение. Например, импульс и импульсная весо-

вая функция или ступенчатый входной сигнал и переходная функция — это описание линейной динамической системы элементами цепочки жорданового базиса. В самом деле, в предположении нулевого собственного значения при малосущественном собственном векторе пара соседних элементов жордановой цепочки связаны, по их определению, как вход и выход системы.

На ограниченном интервале времени появляется выбор: можно пользоваться либо жордановым, либо собственным базисом. Главная собственная функция представляет собой описание линейной динамической системы, более подробное и точное. Так, амплитудных значений АЧХ никогда не достичь при ограничении времени, достигается только верхнее значение коэффициента усиления, описываемое главным собственным числом.

При разнесении отрезков времени управления и реакции большинство собственных значений убывает до нуля, ненулевые составляющие спектра ограничены порядком передаточной функции динамической системы [10]. Это свойство используется, например, для редукции, поскольку собственные значения (ганкелевы числа) трактуются как сингулярные числа ассоциированного с динамической системой линейного оператора.

В структурах теплицевой и ганкелевой матриц просматривается связь с теорией обобщенных матриц Адамара, рассматриваемых, например, в работе [13]. Синтез регуляторов — традиционное для использования частотных характеристик направление. Собственными значениями бесконечномерных матриц так же, как и собственными значениями матриц описания системы в пространстве состояний [14], можно управлять, синтезируя системы с желаемыми ДЧХ. Программное обеспечение линейных динамических систем финитного времени используется в математической сети <http://mathscinet.ru/systems/finitetime>, см. [15, 16].

Автор выражает глубокую благодарность своим учителям, авторам учебников В. А. Бесекерскому, А. А. Вавилову, А. А. Воронову, Н. С. Зотову, Д. Х. Имаеву, Г. В. Кореневу, И. А. Огурку, О. С. Попову, Э. П. Чернышову, В. Б. Яковлеву.

Литература

1. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического управления. — СПб.: Профессия, 2003. — 772 с.
2. Воронов А. А. Основы теории автоматического управления: Автоматическое регулирование непрерывных линейных систем. — М.: Энергия, 1980. — 312 с.

3. Балонин Н. А. Компьютерные методы анализа линейных динамических систем: дисс. д-ра техн. наук. — СПб.: Изд-во СПбГУ, 2008. — 400 с.
4. Finite Time Interval Dynamic Systems. <http://mathscinet.ru/systems/finitetime/> (дата обращения: 05.11.2014).
5. Балонин Н. А. Сингулярные функции линейных динамических систем. — Lambert Academic Publishing, 2011. — 112 с.
6. Балонин Н. А., Мироновский Л. А. Спектральные характеристики линейных систем на ограниченном интервале времени // Автоматика и Телемеханика. 2002. № 6. С. 3–22.
7. Балонин Н. А., Мироновский Л. А. Компьютерные модели линейных операторов динамической системы // Информационно-управляющие системы. 2002. № 1. С. 24–28.
8. Балонин Н. А., Мироновский Л. А. Линейные операторы динамической системы // Автоматика и Телемеханика. 2000. № 11. С. 57–68.
9. Балонин Н. А., Мироновский Л. А. Флип-метод определения сингулярных функций Ганкелева оператора и оператора свертки // Автоматика и Телемеханика. 1999. № 11. С. 3–18.
10. Glover K. All Optimal Hankel-norm Approximations of Linear Multivariable Systems // Intern. J. Control. 1984. Vol. 39. N 6. P. 1115–1193.
11. Балонин Н. А. Новый курс теории управления движением. — СПб.: Изд-во СПбГУ, 2000. — 160 с.
12. Балонин Н. А. Теоремы идентифицируемости. — СПб.: Политехника, 2010. — 48 с.
13. Балонин Н. А., Сергеев М. Б. Матрицы локального максимума детерминанта // Информационно-управляющие системы. 2014. № 1(68). С. 2–15.
14. Балонин Н. А., Суздаль В. С., Козьмин Ю. С. Модальное управление в системах кристаллизации // Проблемы управления и информатики. Журнал Института кибернетики и Института космических исследований. 2014. № 4. С. 96–101.
15. Балонин Н. А., Сергеев М. Б. Концепция электронного журнала с исполняемыми алгоритмами // Фундаментальные исследования. 2013. № 4 (часть 4). С. 791–795.
16. Балонин Н. А., Сергеев М. Б., Марлей В. Е. Новые возможности математической сети для коллективных исследований и моделирования в Интернет // Информационно-управляющие системы. 2014. № 3(70). С. 40–46.

UDC 519.715:614

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.17

Discrete Frequency Characteristics of Elementary Dynamic Units

Balonin N. A.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, korbendfs@mail.ru

^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: The theory of dynamic systems does not make difference between continuous and discrete frequency characteristics as the signal theory does. The purpose of this research is eliminating this shortcoming by introducing finite time into discrete frequency response of linear dynamic systems, with an example of elementary units of the first and second order. **Results:** The difference is shown between frequency characteristics of signals/systems which are continuous in infinite time range and discrete in a limited time interval. A definition is given for discrete frequency characteristics of linear dynamical systems in finite time. Numerical and analytical methods are discussed for finding them, along with a field experiment method. A transfer function is derived for a non-stationary linear unit of the flip operator (reverse signal in time). Characteristics of elementary units of the first and second order are given, described by transfer functions of the integrator, double integrator, aperiodic and conservative links. It is shown that the points of their discrete frequency characteristics are located on the amplitude frequency characteristics of the units. **Practical relevance:** The discrete frequency characteristics complement the classical continuous ones, being consistent with their amplitudes and making them more accurate, taking into account an important practical factor which is the limited time of the processes. An appropriate software is developed for mathematical Internet.

Keywords — Dynamic Systems, Finite Systems, Frequency Characteristics, Continuous Spectrum, Discrete Spectrum, Elementary Units.

References

1. Besekerskiy V. A., Popov E. P. *Teoriya sistem avtomaticheskogo upravleniya* [The Theory of Automatic Control Systems]. Saint-Petersburg, Professiya Publ., 2003. 772 p. (In Russian).
2. Voronov A. A. *Osnovy teorii avtomaticheskogo upravleniya: Avtomaticheskoe regulirovanie nepreryvnykh lineynykh sistem* [Fundamentals of the Theory of Automatic Control: Automatic Regulation of Continuous Linear Systems]. Moscow, Energiya Publ., 1980. 312 p. (In Russian).
3. Balonin N. A. *Komp'yuternye metody analiza lineynykh dinamicheskikh sistem*. Dis. dokt. tekhn. nauk [Computer Methods for Analysis of Linear Dynamical Systems. Dr. techn. sci. diss.]. Saint-Petersburg, SPbGU Publ., 2008. 400 p. (In Russian).
4. *Finite Time Interval Dynamic Systems*. Available at: <http://mathscinet.ru/systems/finitetime/> (accessed 5 November 2014).
5. Balonin N. A. *Singuliarnye funktsii lineynykh dinamicheskikh sistem* [Singular Functions of Linear Dynamical Systems]. Lambert Academic Publishing, 2011. 112 p. (In Russian).
6. Balonin N. A., Mironovskii L. A. Spectral Characteristics of the Linear Systems over a Bounded Time Interval. *Avtomatika i Telemekhanika*, 2002, no. 6, pp. 3–22 (In Russian).

7. Balonin N. A., Mironovsky L. A. Computer Models of Dynamic System Linear Operators. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2002, no. 1, pp. 24–28 (In Russian).
 8. Balonin N. A., Mironovskii L. A. Linear Operators of a Dynamical System. *Avtomatika i Telemekhanika*, 2000, no. 11, pp. 57–68 (In Russian).
 9. Balonin N. A., Mironovskii L. A. The Flip Method for Determining Singular Functions of the Hankel Operator and the Convolution Operator. *Avtomatika i Telemekhanika*, 1999, no. 11, pp. 3–18 (In Russian).
 10. Glover K. All Optimal Hankel-Norm Approximations of Linear Multivariable Systems. *Intern. J. Control*, 1984, vol. 39, no. 6, pp. 1115–1193.
 11. Balonin N. A. *Novyi kurs teorii upravleniya dvizheniem* [New Course the Theory of Motion Control]. Saint-Petersburg, SPbGU Publ., 2000. 160 p. (In Russian).
 12. Balonin N. A. *Teoremy identifikatsionnosti* [Identifiability Theorems]. Saint-Petersburg, Politekhnik Publ., 2010. 48 p. (In Russian).
 13. Balonin N. A., Sergeev M. B. Local Maximum Determinant Matrices. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2014, no. 1(68), pp. 2–15 (In Russian).
 14. Balonin N. A., Suzdal' V. S., Koz'min Yu. S. Modal Control for Systems of Crystallization. *Problemy upravleniya i informatiki*, Institut kibernetiki i Institut kosmicheskikh issledovaniy Publ., 2014, no. 4, pp. 96–101 (In Russian).
 15. Balonin N. A., Sergeev M. B. The Concept of Electronic Magazine with Executable Algorithms. *Fundamental'nye issledovaniya*, 2013, vol. 4, no. 4, pp. 791–795 (In Russian).
 16. Balonin N. A., Marley V. E., Sergeev M. B. New Opportunities of a Mathematical Network for Collective Research and Modeling in the Internet. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2014, no. 3(70), pp. 40–46 (In Russian).
-

УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Научная 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, помогая создавать максимально объективную картину Вашей научной активности и цитирования Ваших трудов.

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ТЕПЛОВЫМ РЕЖИМОМ ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКОЙ ПАНЕЛИ БОРТОВОГО СРЕДСТВА ИНДИКАЦИИ

И. О. Жаринов^{а, б}, доктор техн. наук, заведующий кафедрой, руководитель учебно-научного центра
О. О. Жаринов^в, канд. техн. наук, доцент

^аСанкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, Санкт-Петербург, РФ

^бФГУП «Санкт-Петербургское ОКБ «Электроавтоматика» им. П. А. Ефимова», Санкт-Петербург, РФ

^вСанкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

Постановка проблемы: основу современных авиационных средств отображения информации, работающих в жестких условиях эксплуатации, составляют жидкокристаллические панели. Температура окружающей среды оказывает существенное влияние на колориметрические характеристики цветопередачи панели, в связи с чем требуется термостабилизация режима работы панели в составе изделия. Цель исследования заключается в решении задачи идентификации модели системы автоматического управления тепловым режимом работы жидкокристаллической панели. **Методы:** для решения задачи идентификации модели системы автоматического управления используются методы анализа систем автоматического управления. Для моделирования используется пакет Simulink в составе среды MathLab. Теоретическому анализу подлежит структура автоматической системы, заданная на уровне функциональных элементов автоматики. **Результаты:** предложен программный инструмент для моделирования системы автоматического управления тепловым режимом работы жидкокристаллической панели в составе бортового средства индикации. Получены теоретические и экспериментальные графические зависимости рабочей температуры жидкокристаллической панели от времени работы изделия в заданных условиях. **Практическая значимость:** результаты исследования получены при выполнении опытно-конструкторской работы и могут использоваться разработчиками бортовых средств отображения информации для выполнения схемотехнических расчетов и для оценки тепловых режимов жидкокристаллических панелей.

Ключевые слова — авионика, жидкокристаллическая панель, термостабилизация, система автоматического управления, параметрическая идентификация.

Введение

Основу современных средств отображения информации в авиационной промышленности составляют индикаторы класса МФЦИ (многофункциональные цветные индикаторы), выполненные на базе плоской жидкокристаллической (ЖК) панели [1]. На ЖК-панели отображаются текущие значения пилотажно-навигационных параметров полета летательного аппарата, диагностическая информация о результатах тестирования бортового оборудования, цифровая карта местности в зоне полетов и др.

Эксплуатация МФЦИ осуществляется в условиях воздействия на изделие внешних климатических факторов, важнейшими из которых являются пониженная (минус 40 °С) и повышенная (плюс 70 °С) температура окружающей среды.

В результате проведения ряда исследований [2–8] и экспериментов [9] установлено, что окружающая температура оказывает существенное влияние на колориметрические характеристики индицируемого на ЖК-панели изображения. Имеет место смещение (x, y) -координат цветности [10] изображения, обусловленное влиянием

окружающей температуры как на сами жидкие кристаллы, так и на спектральные характеристики излучения ламп (светодиодов) подсвета. Абсолютное значение смещения (x, y) -координат цветности оценивается величиной 0,0003 единиц цветности на градус Цельсия.

Смещение (x, y) -координат цветности эквивалентно изменению положения и площади треугольника цветового охвата [11] ЖК-панели на XY-плоскости, в результате чего изменяются характеристики визуального восприятия наблюдателем изображения. Таким образом, цветовая палитра бортового средства индикации, заданная программными кодами RGB (R — Red, G — Green, B — Blue) и определенная по максимуму контраста изображения [12] на светотехническом стенде в лабораторных условиях при нормальной температуре, может оказаться непригодной при повышенной (пониженной) температуре окружающей среды.

В этой связи актуальной является задача создания и исследования системы автоматического управления (САУ), обеспечивающей поддержание в эксплуатации рабочей температуры ЖК-панели МФЦИ в заданном температурном диапазоне.

Постановка задачи исследования и параметрической идентификации САУ

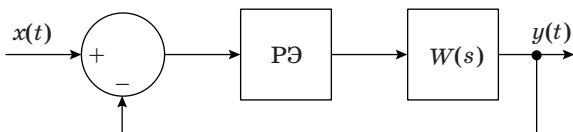
Компьютерное моделирование САУ является одним из эффективных средств исследования показателей качества САУ в различных условиях функционирования без проведения длительных натурных экспериментов на макетах. Главной задачей создания компьютерной модели САУ является обеспечение адекватности предлагаемой модели, описывающей реальную систему, свойствам системы и физическим принципам, положенным в основу работы системы.

Система [9] автоматической стабилизации температурного режима работы ЖК-панели в составе МФЦИ относится к классу нелинейных систем автоматики с релейным законом управления. Классический подход к построению математической модели такой САУ предполагает задание структурной модели системы с обратной связью, в разомкнутом контуре которой оказываются последовательно соединенные релейный элемент РЭ и линейное динамическое звено с передаточной функцией $W(s)$ (рис. 1).

Задача исследования и идентификации САУ заключается в определении вида передаточной функции $W(s)$ и числовых значений входящих в $W(s)$ параметров. Для ее решения требуется установить математические выражения, описывающие процессы теплообмена в САУ, и выполнить процедуру параметрической идентификации. Для процедуры параметрической идентификации САУ исходными являются данные [9] реального эксперимента, проведенного на образце МФЦИ при заданных температурных условиях.

Модель системы автоматической стабилизации температурного режима работы ЖК-панели

Для сравнительно простых САУ температурной стабилизации можно ограничиться заданием функции $W(s)$ в классе передаточных функций, соответствующих апериодическому звену первого порядка, и провести идентификацию параметров $W(s)$ по известным данным зарегистрированной переходной характеристики системы.



■ Рис. 1. Типовая структурная схема соединения разомкнутого контура САУ с релейным законом управления

Недостатком формального подхода к построению модели САУ является трудоемкость параметризации функции $W(s)$ через известные физические характеристики элементов МФЦИ и испытательного оборудования. Если же эти характеристики изменяются в процессе функционирования (испытания) САУ, то модель САУ с фиксированными параметрами окажется неадекватной условиям эксперимента.

На температурный режим работы объекта управления — ЖК-панели — в составе МФЦИ оказывают влияние следующие факторы:

- температура окружающего воздуха в эксплуатации (в испытательной климатической камере);

- характеристики теплопроводности и конвекционного обмена в изделии;

- мощность, подводимая к нагревательному элементу ЖК-панели;

- режим работы вентилятора встроенного охлаждения, который изменяет характеристики теплообмена ЖК-панели с окружающей средой посредством конвекции.

Теоретической основой при построении модели САУ температурной стабилизации является второе начало термодинамики и законы теплообмена:

- процесс теплообмена посредством теплопроводности описывается законом Фурье;

- процесс конвективного обмена — законом Ньютона — Рихмана [13].

Несмотря на некоторые отличия в описании физических процессов, общим для обоих законов является экспериментально установленный факт, что количество теплоты Q , проходящее через единицу площади поверхности в единицу времени t в направлении по нормали к границе, разделяющей области с различными температурами, пропорционально разности ΔT этих температур, т. е. справедливо

$$\frac{dQ}{dt} = \gamma \Delta T, \quad (1)$$

где γ — коэффициент пропорциональности.

Кроме того, известно, что при сообщении некоторому физическому телу количества теплоты ΔQ его температура возрастает на величину ΔT :

$$\Delta T = \frac{1}{C} \Delta Q, \quad (2)$$

где C — теплоемкость физического тела.

Рассматривая процессы теплообмена в динамике, когда количество теплоты изменяется во времени, с учетом (2) можно записать

$$\Delta T(t) = \frac{1}{C} \int_0^t P(\tau) d\tau, \quad (3)$$

где $P(t) = \frac{dQ(t)}{dt}$ — тепловой поток, Дж/с, интенсивность которого меняется во времени в процессе функционирования системы.

Выражения (1)–(3) приводят к базовому варианту структурной схемы компьютерной модели САУ стабилизации температурного режима ЖК-панели МФЦИ (рис. 2). Компьютерная модель САУ реализована в среде Simulink. В САУ сигнал на выходе интегратора (*Integrator object*) с передаточной функцией $W(s) = 1/s$ воспроизводит температуру объекта управления — ЖК-панели, для визуализации которой в среде Simulink используется регистрирующий элемент *Scope_Temp*. Начальное состояние интегратора определяется состоянием управляющего воздействия на его входе x_0 . В схеме рис. 2 состояние управляющего воздействия соответствует значению окружающей температуры (*Ambient Temperature*).

В компьютерной модели САУ учтены три составные части процесса теплообмена ЖК-панели, существующие в МФЦИ:

— эффект саморазогрева ЖК-панели за счет работы лампы подсвета (в схеме представлен безынерционным звеном $dQ/dt_self_heating$ с коэффициентом передачи k_1 [Вт], определяющим эквивалентную мощность источника тепловой энергии саморазогрева);

— теплообмен ЖК-панели с окружающей средой (интенсивность, очевидно, зависит от разности температур между ЖК-панелью и окружающей средой, устанавливается коэффициентом пропорциональности k_2 [Вт/град] и моделируется в схеме безынерционным звеном $dQ/dt_Ambient$);

— нагревание ЖК-панели встроенными резистивными тепловыделяющими элементами (мощность рассеяния определяется коэффициентом k_3 [Вт] и моделируется в схеме безынерционным звеном dQ/dt_Heater).

Коэффициент передачи $k_4 = 1/C$ безынерционного звена $Q \rightarrow T_Scaler$, включенного последовательно с интегратором в модели рис. 2, имеет значение, обратное значению эквивалентной теплоемкости ЖК-панели в составе МФЦИ.

Результаты измерения датчика температуры используются для управления исполнительным элементом САУ — нагревателем. Нагреватель представляет собой совокупность резистивных элементов ЖК-панели, выполненных по тонкопленочной технологии напыления на стекло.

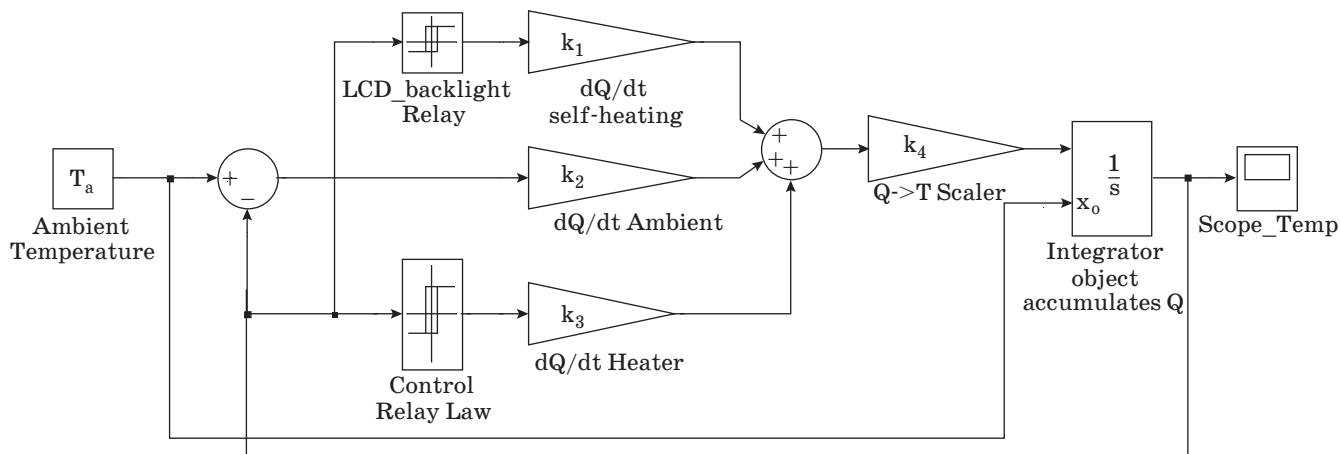
Релейный элемент *Control_Relay_Law* представляет собой устройство с гистерезисом, обладающее следующей логикой работы:

$$x_{out} = \begin{cases} 0 & \text{при } x_{in} > L_{off} \\ 1 & \text{при } x_{in} < L_{on} \end{cases}, \quad (4)$$

где x_{in} — входной сигнал релейного элемента; x_{out} — выходной сигнал релейного элемента. Пороговые уровни срабатывания L_{on} и L_{off} релейного элемента *Control_Relay_Law* определены разработчиком САУ и соответствуют порогам включения и выключения нагревательного элемента. Для нормального функционирования САУ установлено $L_{on} < L_{off}$.

Релейный элемент *LCD_backlight_Relay* в САУ введен для учета установленного разработчиками в МФЦИ ограничения, запрещающего первоначальное включение ЖК-панели при отрицательных температурах. Необходимость введения такого элемента обусловлена результатами исследований [14], согласно которым ресурс лампы подсвета ЖК-панели существенно снижается при частой эксплуатации экрана при отрицательных температурах окружающей среды без предварительного прогрева.

Конкретные числовые значения модели САУ могут быть определены в результате экспериментальных замеров изменений температуры ЖК-



■ Рис. 2. Базовый вариант компьютерной модели САУ

панели при испытаниях в термостабилизированной камере спокойного воздуха с установленной температурой (*Ambient Temperature*). В эксперименте пониженная рабочая температура окружающей среды установлена на уровне минус 40 °С.

Релейный принцип работы САУ заключается в поочередном включении и выключении нагревательного элемента ЖК-панели при достижении температурой нижнего и верхнего установленного порога соответственно. Эквивалентные схемы работы САУ для режимов включенного и выключенного состояния нагревателя представлены на рис. 3.

Пользуясь методикой анализа линейных автоматических систем [15], можно показать, что в модели САУ (рис. 3, а) переходный процесс в случае, когда начальное значение выходной температуры ЖК-панели равно температуре окружающей среды T_a , описывается выражением

$$T(t) = T_a + \frac{k_i}{k_2} (1 - e^{-k_2 k_4 t}), \quad (5)$$

где в качестве параметра k_i в зависимости от установленного режима тестирования МФЦИ необходимо подставлять либо k_3 (нагреватель включен, лампа подсвета ЖК-панели выключена), либо k_1 (нагреватель выключен, лампа подсвета ЖК-панели включена).

Когда предварительно разогретый до температуры T_i МФЦИ остывает при пониженной температуре окружающей среды T_a (рис. 3, б), переходный процесс в САУ определяется выражением

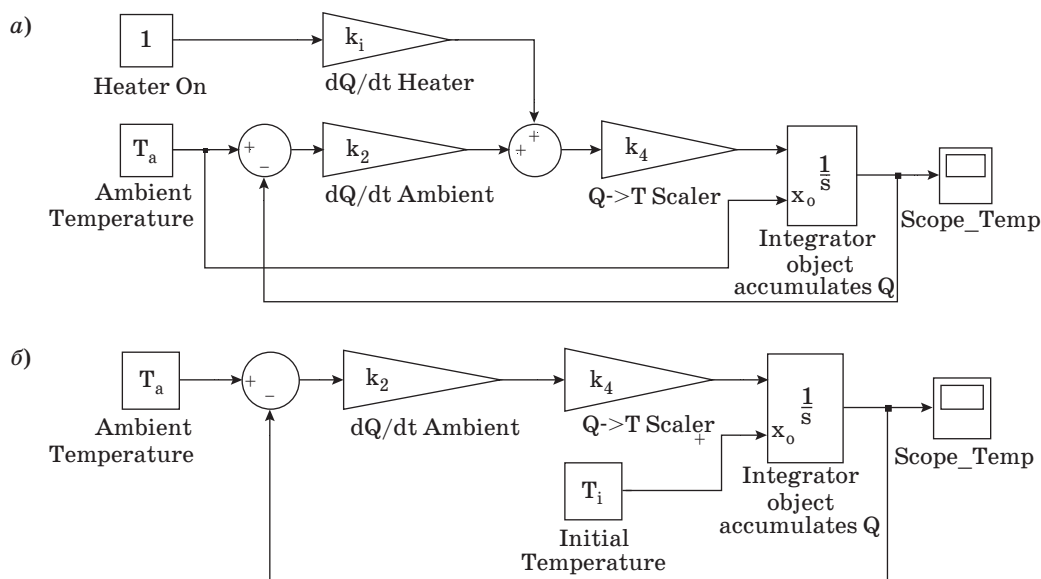
$$T(t) = T_a + (T_i - T_a) e^{-k_2 k_4 t}. \quad (6)$$

Из выражений (5) и (6), используя метод наименьших квадратов для оценивания параметров математической модели по известным результатам экспериментальных измерений, можно получить численные значения параметров k_1 , k_2 и k_4 базовой модели (см. рис. 2). Численное значение коэффициента k_3 (мощность нагревателя) считается известной из технической документации на МФЦИ.

Дальнейшее усовершенствование предложенной базовой модели САУ температурной стабилизации ЖК-панели необходимо производить в направлении учета дополнительной специфической особенности вывода МФЦИ, эксплуатируемого при отрицательных температурах, на рабочий тепловой режим: в момент перехода в область положительных температур, когда ЖК-панель впервые включается, мощность нагревателя должна быть снижена.

В окончательный вариант Simulink-модели САУ (рис. 4) для учета изменения мощности нагревателя введены *D*-триггер (*D Flip-Flop*) и управляемый им переключатель (*Switch*), обеспечивающий сразу после включения лампы подсвета ЖК-панели пониженный уровень мощности нагревательного элемента (30 Вт от элемента dQ/dt_Heater_Low против 90 Вт от элемента dQ/dt_Heater_Hi в номинальном режиме). На вход *CLK D*-триггера подается сигнал управления от релейного элемента *Heater_1st_on_Relay*, определяющий уровень мощности нагревательного элемента в САУ.

В результате процедуры параметрической идентификации САУ температурной стабилизации режима работы ЖК-панели в составе серий-



■ Рис. 3. Модели линейаризованной САУ в тестовых режимах: а — в режиме нагрева при пониженной температуре окружающей среды; б — в режиме остывания предварительно разогретого изделия

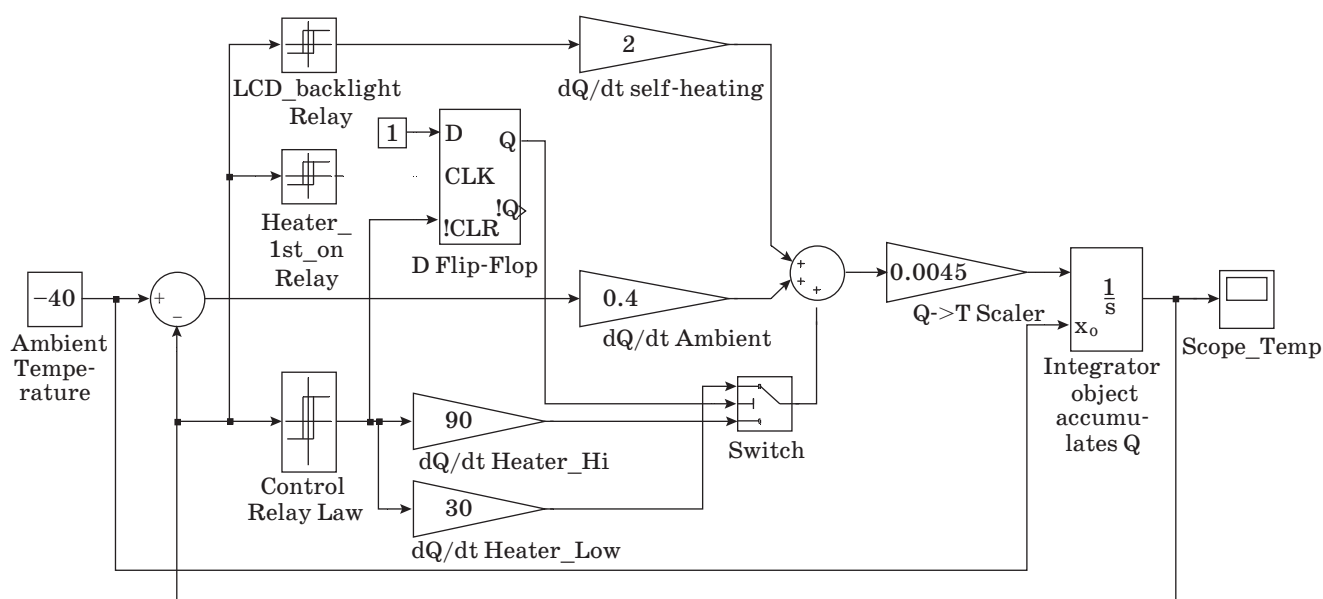


Рис. 4. Синтезированная компьютерная модель САУ

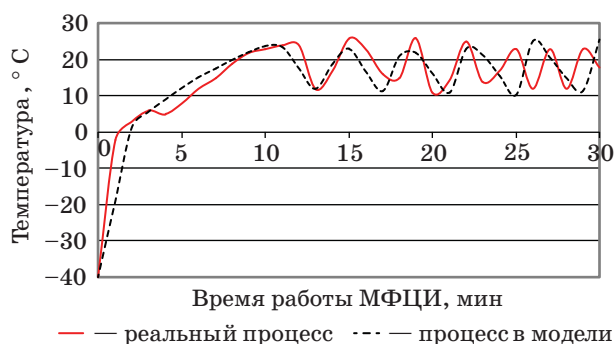


Рис. 5. Переходный процесс в реальной САУ и в модели

но выпускаемого образца МФЦИ получены следующие числовые значения параметров: $k_1 = 2$ Вт, $k_2 = 0,4$ Вт/град, $k_3 = 90$ Вт (в режиме полной мощности нагревателя), $k_4 = 0,0045$ град/Дж.

Адекватность компьютерной модели САУ реальному изделию можно оценить на основе анализа переходных характеристик в реальной системе и в модели. Графики обоих переходных характеристик представлены на рис. 5. Значение $L_{on} = 10$ °C, $L_{off} = 25$ °C.

В компьютерную Simulink-модель САУ термостабилизации ЖК-панели сравнительно простыми средствами можно ввести нестационарность по параметрам. В частности, нестационарность вводится по параметру k_2 для моделирования изменяющихся условий конвекционного теплообмена. Условия теплообмена зависят от атмосферного давления и варьируются в широких преде-

лах при эксплуатации МФЦИ в составе авиационного оборудования.

Для моделирования динамики изменения параметра k_2 в модель САУ можно ввести дополнительный вход для внешнего возмущающего воздействия. Влияние внешнего возмущающего воздействия на параметр k_2 реализуется в модели на двухвходовом перемножителе. Аналогичный подход к моделированию динамики изменения параметров элементов САУ реализуется при необходимости и для коэффициентов k_1, k_3 .

Заключение

Предложенная компьютерная модель системы стабилизации температурного режима ЖК-панели универсальна, параметры модели имеют ясный физический смысл и могут настраиваться на основании результатов температурных испытаний МФЦИ. Важно заметить, что предлагаемая модель не является сложной, в отличие от известного класса математических моделей термодинамических систем, задаваемых системой нелинейных дифференциальных уравнений в частных производных, которые более точны с точки зрения теории, но представляются далеки от потребностей производственной практики.

Подходы, которые применены при разработке предложенной модели системы стабилизации температурного режима, могут оказаться продуктивными и при построении нелинейных моделей других автоматических систем, применяемых в авионике.

Литература

1. Жаринов И. О., Жаринов О. О. Бортовые средства отображения информации на плоских жидкокристаллических панелях: учеб. пособие. — СПб.: ГУАП, 2005. — 144 с.
2. Wang Ch.-Fu., Tang Ch.-W., Huang B.-J. Multivariable Robust Control for a Red-Green-Blue LED Lighting System // IEEE Trans. on Power Electronic. 2010. Vol. 25. N 2. P. 417–428.
3. Chhajed S., et al. Influence of Junction Temperature on Chromaticity and Color-Rendering Properties of Trichromatic White-Light Sources Based on Light-Emitting Diodes // Journal of Applied Physics. 2005. Vol. 97. N 5. P. 1–8.
4. Seetzen H. et al. Self-calibrating Wide Color Gamut High Dynamic Range Display // Proc. of SPIE-IS&T Electronic Imaging. 2007. Vol. 6492. 64920Z. P. 1–9.
5. Tetervenkova O. Finding Requirements for Ballasts of Colored LED Matrices // Proc. of 12th Intern. Symp. «Topical in the Field of Electrical and Power Engineering». 2012. P. 52–55.
6. Ashdown I., Robinson Sh., Salisbury N. Binning and Filtering: the Six-Color Solution // Proc. of SPIE. 2006. Vol. 6337. 63371A. P. 1–11.
7. Chiu T.-L., Lee J.-H. Color Gamut Variation of LED-lit LCD at Different Module Temperatures // Optics Communications. 2010. Vol. 283. P. 373–378.
8. Huang W., et al. Local Dimming Algorithm and Color Gamut Calibration for RGB LED Backlight LCD Display // Optics & Laser Technology. 2011. Vol. 43. P. 214–217.
9. Принципы построения автоматических систем в канале управления тепловыми и светотехническими характеристиками бортовых средств индикации / И. О. Жаринов, О. О. Жаринов, П. П. Парамонов, М. О. Костишин, С. А. Сударчиков // Изв. вузов. Приборостроение. 2014. Т. 57. № 12. С. 34–38.
10. Жаринов И. О., Жаринов О. О. Исследование распределения оценки разрешающей способности преобразования Грассмана в системах кодирования цвета, применяемых в авионике // Программная инженерия. 2014. № 8. С. 40–47.
11. Жаринов И. О., Жаринов О. О. Исследование свойства равноконтрастности цветовых пространств, применяемых в авионике // Программная инженерия. 2014. № 11. С. 35–43.
12. Костишин М. О., Жаринов И. О., Жаринов О. О. Исследование визуальных характеристик средств отображения пилотажно-навигационных параметров и геоинформационных данных в авионике // Информационно-управляющие системы. 2014. № 4. С. 61–67.
13. Кирвель И. И., Бражников М. М., Зацепин Е. Н. Энергосбережение в процессах теплообмена: метод. пособие. — Минск: БГУИР, 2007. — 28 с.
14. Жданов В. Передовые технологии фирмы Sharp в изготовлении ЖК-дисплеев для различных применений // Современная электроника. 2006. № 1. С. 14–19.
15. Линейные системы автоматического управления: учеб. пособие / А. Н. Герасимов, Н. Н. Григорьева, И. О. Жаринов, О. О. Жаринов, В. И. Исаков, А. П. Орлов, А. П. Шепета. — СПб.: ГУАП, 2009. — 232 с.

UDC 338.45

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.26

Model of an Automatic Control System for Thermal Conditions of an LCD Panel in On-board Indication Equipment

Zharinov I. O.^{a, b}, Dr. Sc., Tech., Head of Department, Head of Learning-Scientist Center, igor_rabota@pisem.net
 Zharinov O. O.^c, PhD, Tech., Associate Professor, zharinov@hotmail.ru

^aSaint-Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics,
 49, Kronverkskii St., 197101, Saint-Petersburg, Russian Federation

^bP. A. Efimov Saint-Petersburg Scientific Design Bureau «Electroavtomatika», 40, Marshala Govorova St.,
 198095, Saint-Petersburg, Russian Federation

^cSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St.,
 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: In modern avionics, the indication equipment is usually based on liquid crystal panels operating under harsh conditions. Ambient temperature value has a significant influence on the colorimetric reproduction characteristics of a panel. Therefore, the required thermal mode of an LCD panel mounted in the indication equipment unit should be stabilized during its operation. The purpose of this research refers to the problem of parametric identification of the automatic control system model which stabilizes the thermal mode of a liquid crystal panel. **Methods:** To solve the problem of model identification for a given automatic control system, methods of analyzing automatic control systems (ACS) are applied. The simulation was performed in Simulink environment within MathLab system. The theoretical analysis subject is the automatic system structure specified at the level of the automation functional elements. **Results:** A software tool is proposed for modeling an automatic control system for stabilizing the thermal mode of an LCD panel

in avionics indication equipment. Theoretical and experimental graphics are obtained, depicting how the temperature depends on the time of the operation under the given conditions. **Practical relevance:** The results were obtained in the course of development work and can be used by developers of on-board indication equipment to perform circuit calculations and to estimate thermal conditions of LCD panels in operating mode.

Keywords — Avionics, LCD Panel, Temperature Stabilization, Automatic Control System, Parametric Identification.

Reference

1. Zharinov I. O., Zharinov O. O. Bortovye sredstva otobrazheniia informatsii na ploskikh zhidkokristallicheskikh paneliakh [Onboard Display on Flat Liquid Crystal Panels]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2005. 144 p. (In Russian).
 2. Wang Ch.-Fu., Tang Ch.-W., Huang B.-J. Multivariable Robust Control for a Red-Green-Blue LED Lighting System. *IEEE Trans. on Power Electronic*, 2010, vol. 25, no. 2, pp. 417–428.
 3. Chhajed S., Xi Y., Li Y.-L., Gessmann Th., Schubert E. F. Influence of Junction Temperature on Chromaticity and Color-Rendering Properties of Trichromatic White-Light Sources Based on Light-Emitting Diodes. *Journal of Applied Physics*, 2005, vol. 97, no. 5, pp. 1–8.
 4. Seetzen H., Makki S., Ip H., Wan Th., Kwong V., Ward Gr., Heidrich W., Whitehead L. Self-calibrating Wide Color Gamut High Dynamic Range Display. *Proc. of SPIE-IS&T Electronic Imaging*, 2007, vol. 6492, 64920Z, pp. 1–9.
 5. Tetervenoks O. Finding Requirements for Ballasts of Colored LED Matrices. *Proc. of 12th Intern. Symp. "Topical in the Field of Electrical and Power Engineering"*, 2012, pp. 52–55.
 6. Ashdown I., Robinson Sh., Salisbury N. Binning and Filtering: the Six-Color Solution. *Proc. of SPIE*, 2006, vol. 6337, 63371A, pp. 1–11.
 7. Chiu T.-L., Lee J.-H. Color Gamut Variation of LED-lit LCD at Different Module Temperatures. *Optics communications*, 2010, vol. 283, pp. 373–378.
 8. Huang W., Li J.-M., Yang L.-M., Jin Zh.-L., Zhong Zh.-G., Liu Y. Local Dimming Algorithm and Color Gamut Calibration for RGB LED Backlight LCD Display. *Optics & Laser Technology*, 2011, vol. 43, pp. 214–217.
 9. Zharinov I. O., Zharinov O. O., Paramonov P. P., Kostishin M. O., Sudarchikov S. A. Principles of Automatic System Design for Control Over Thermal and Lighting Characteristics of Airborne Indication Means. *Izvestiia vuzov. Priboroostroenie*, 2014, vol. 57, no. 12, pp. 34–38 (In Russian).
 10. Zharinov I. O., Zharinov O. O. Research of Properties of an Assessment of the Resolution of Grassmann's Transformation in Chromaticity Coding Systems, Applied in Avionic Equipment. *Programmaia inzheneriia*, 2014, no. 8, pp. 40–47 (In Russian).
 11. Zharinov I. O., Zharinov O. O. The Research of Uniform Chromaticity Property of Color Spaces, Used in Avionics Equipment. *Programmaia inzheneriia*, 2014, no. 11, pp. 35–43 (In Russian).
 12. Kostishin M. O., Zharinov I. O., Zharinov O. O. Visual Characteristics of Displaying Air Navigation Parameters and Geoinformation Data in Avionics. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2014, no. 4, pp. 61–67 (In Russian).
 13. Kirvel' I. I., Brazhnikov M. M., Zacepin E. N. Energosberezhenie v protsessakh teploobmena [Energy Efficiency in Heat Transfer Processes]. Minsk, BGUIR Publ., 2007. 28 p. (In Russian).
 14. Zhdanov V. Advanced Technologies of Company Sharp in the Manufacturing of LCD Displays for Various Applications. *Sovremennaya elektronika*, 2006, no. 1, pp. 14–19 (In Russian).
 15. Gerasimov A. N., Grigor'eva N. N., Zharinov I. O., Zharinov O. O., Isakov V. I., Orlov A. P., Shepeta A. P. Lineinye sistemy avtomaticheskogo upravleniia [Linear Systems of Automatic Control: Tutorial]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2009. 232 p. (In Russian).
-

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 (ius.spb@gmail.com).

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.

ПРЕДСКАЗАНИЕ ТРАЕКТОРИИ ВОЗДУШНОГО СУДНА В АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ВОЗДУШНЫМ ДВИЖЕНИЕМ

В. Ю. Киселев^а, аспирант

А. А. Монаков^а, доктор техн. наук, профессор

^аСанкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

Постановка проблемы: одним из способов, повышающих эффективность и безопасность воздушного транспорта, является предсказание траекторий воздушных судов, позволяющее эффективно решать такие задачи автоматизированных систем управления воздушным движением, как обновление и коррекция плановой информации по результатам радионавигационного наблюдения, среднесрочное обнаружение потенциально опасных ситуаций, оптимизация очередей взлета и посадки воздушных судов, назначение воздушным судам кодов вторичной радиолокации. **Цель исследования:** разработка и оценка точности средств предсказания для моделирования четырехмерных траекторий воздушных судов. **Методы:** имитация работы бортовой системы автопилотирования воздушного судна. При моделировании траектории полета полагается, что воздушное судно выполняет полет строго по заданному маршруту, соблюдая при этом оптимальные для воздушного судна режимы полета во время взлета, движения по трассе и посадки. Предложенный подход основывается на рекомендациях, сформулированных в технических требованиях Европейской организации по безопасности воздушной навигации. **Результаты:** описаны основные положения синтеза средств предсказания траекторий воздушных судов для задач управления воздушным движением. Построен высотно-скоростной профиль полета, который позволяет оценить параметры движения воздушного судна в любой точке маршрута. Работоспособность алгоритмов продемонстрирована на примере моделирования реального полета с последующей оценкой отклонения рассчитанного высотно-скоростного профиля полета от реального, а также сравнения расчетного и фактического времени прибытия в аэропорт назначения. **Практическая значимость:** полученные результаты могут быть использованы при разработке программного обеспечения современных автоматизированных систем управления воздушным движением для прогнозирования четырехмерных траекторий воздушных судов.

Ключевые слова — управление воздушным движением, воздушное судно, предсказание траектории, моделирование полета.

Введение

Совершенствование автоматизированных систем управления воздушным движением (АС УВД) определяет необходимость разработки и применения программных средств предсказания траекторий воздушных судов (ВС) [1, 2]. Под предсказанием траектории (ПТ) понимается расчет времени прохождения ВС последовательных точек маршрута, соответствующих высот и скоростей от начала и до окончания полета на основании данных плана полета. Средства ПТ наземного базирования используются при решении следующих задач управления воздушным движением (УВД) [1, 2]:

- 1) распределение информации о ходе полетов по рабочим местам диспетчеров секторов УВД;
- 2) определение загрузок секторов воздушного пространства для подсистемы планирования полетов;
- 3) корреляция текущих планов полетов с соответствующими системными траекториями ВС, которые генерируются в подсистеме траекторных наблюдений АС УВД;
- 4) определение времени прохождения ВС точек маршрута прибытия и времени посадки ВС на заданные взлетно-посадочные полосы;

5) определение времени прохождения ВС точек маршрута взлета с учетом существующих очередей на взлет и посадку;

6) среднесрочное обнаружение потенциально опасных и конфликтных ситуаций в контролируемом АС УВД воздушном пространстве.

Применение ПТ способствует повышению безопасности воздушного движения и эффективности использования воздушного пространства, сокращению частоты авиационных происшествий, увеличению пропускной способности аэропортов и сокращению задержек отправления и прибытия ВС.

Настоящая статья посвящена вопросам синтеза, использования и оценки точности программных средств (ПС) ПТ в соответствии с рекомендациями Европейской организации по безопасности воздушной навигации EUROCONTROL (*European Organization for the Safety of Air Navigation*). Впервые применение ПСПТ (*Trajectory Prediction Advance Tool*) было предложено EUROCONTROL в конце 90-х гг. при разработке облика перспективной системы АС УВД в рамках проекта PHARE (*Programme for Harmonised ATM Research in EUROCONTROL*) [1]. В этом проекте ПСПТ были названы в числе основных сервисов, необходи-

мых для эффективной работы других составных частей АС УВД нового поколения. В окончательном виде требования к ПСПТ были сформулированы в технической спецификации [2].

Программные средства предсказания траектории ВС

При проведении расчетов четырехмерной траектории ВС принято рассматривать в последовательном прохождении следующих этапов полета [1, 3].

1. Взлет и набор высоты — этап полета, на котором происходит отрыв ВС от взлетно-посадочной полосы, существенное увеличение высоты и выход на заданную высоту (эшелон).

2. Крейсерский этап — движение на эшелоне, назначенном в плане полета.

3. Снижение и посадка — этап полета, на котором происходит существенное уменьшение высоты полета и приземление ВС на взлетно-посадочную полосу.

Программные средства предсказания траектории (рис. 1) [4] включают в себя динамическую модель ВС ДМВС и модель системы управления полетом МСУП. ПСПТ сопрягаются со следующими источниками информации и базами данных:

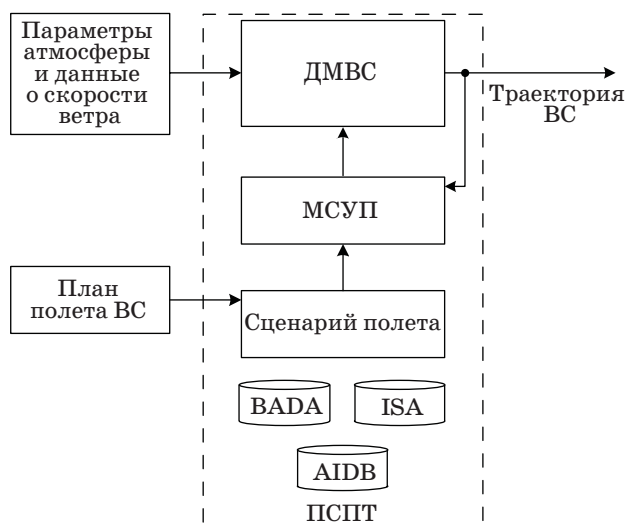
1) плановой подсистемой (*Flight Data Processing System*);

2) системой наблюдения за воздушным пространством (*Surveillance Data Processing System*);

3) метеорологическим сервером;

4) базой летно-технических характеристик ВС (*Base of Aircraft Data — BADA*);

5) аэронавигационной базой данных (*Aeronautical Information Data Base — AIDB*);



■ Рис. 1. Структурная схема ПСПТ с источниками входных данных

6) моделью международной стандартной атмосферы (*International Standard Atmosphere — ISA*).

Дадим краткую характеристику перечисленных источников информации и баз данных. По мере изложения материала эти сведения будут уточняться.

Плановая подсистема ответственна за обработку и обновление текущей плановой информации. Плановая подсистема обеспечивает доступ диспетчеров АС УВД к плановой информации, а также координацию соседних центров УВД.

Система наблюдения за воздушным пространством использует данные о местоположении ВС в зоне ответственности АС УВД, получаемые от первичных и вторичных радиолокаторов, а также от системы автоматического зависимого наблюдения (*Automatic Dependent Surveillance — ADS*) и многопозиционной радионавигационной системы (*Wide Area Multilateration — WAM*). На основании этих данных в системе формируются треки ВС, которые являются оценками их истинных траекторий.

Метеорологический сервер собирает и предоставляет АС УВД необходимую информацию о состоянии погоды в зоне ответственности. Эта информация получается от метеорологических средств наблюдения за состоянием атмосферы.

База летно-технических характеристик ВС содержит данные по более чем четырёмстам типам ВС, состоящим в летной эксплуатации в настоящее время [3]. База была разработана компанией Boeing по заданию EUROCONTROL специально для задач моделирования и предсказания траекторий ВС в контексте работы АС УВД.

Аэронавигационная база данных содержит информацию о трассах полета, стандартных маршрутах вылета (*Standard Instrument Departure — SID*) и прилета (*Standard Terminal Arrival Route — STAR*). Информация представлена в международном стандартном формате ARINC-424 [5].

Модель международной стандартной атмосферы является политропной моделью атмосферы [6, 7]. Модель позволяет рассчитать статические параметры атмосферы (температура, давление, плотность воздуха и скорость звука), истинную воздушную скорость (*Calibrated Air Speed — CAS*), истинную воздушную скорость (*True Air Speed — TAS*) и число Маха ВС на любой высоте исходя из результатов измерения температуры и давления на поверхности земли.

Рассматриваемые ПСПТ имитируют полет ВС по заданному маршруту в условиях реальной атмосферы.

На вход МСУП поступает план полета. В результате обработки плана полета формируется сценарий полета. Сценарий полета включает в себя высотно-скоростной профиль полета (ВСПП) и географические координаты контрольных точек маршрута со временем их прохождения.

Сценарий полета поступает на вход МСУП. На другой вход МСУП поступает вектор состояния ВС, элементами которого являются координаты, составляющие вектора скорости, углы ориентации и масса ВС с выхода ДМВС. В МСУП вычисляется рассогласование сценарных и истинных параметров полета. На основании выявленного рассогласования формируется вектор управления ВС, который поступает на ДМВС. Таким образом осуществляется такое управление ВС, которое стремится минимизировать разницу между сценарным и истинным состояниями ВС.

Информация о начальном состоянии ВС, параметрах атмосферы (температуре и давлении воздуха на поверхности, а также скорости и направлении ветра) на всем маршруте полета поступает на вход ДМВС, которая использует BADA и модель атмосферы ISA для расчета вектора состояния ВС по дифференциальным уравнениям движения ВС в атмосфере с заданными параметрами [4, 8, 9].

Рассмотрим подробнее вышеназванные средства ПТ.

Динамическая модель воздушного судна

При синтезе ДМ предполагалось, что ВС является динамической системой с внешним управлением. Модель использует дифференциальные уравнения классической механики Ньютона [10] и имитирует поведение ВС, выполняющего управляемый полет в условиях реальной атмосферы. ВС рассматривается как материальная точка, состояние которой характеризуется следующим вектором:

$$\mathbf{X}(t) = [X(t) \ Y(t) \ H(t) \ V_{TAS}(t) \ \psi(t) \ m(t)], \quad (1)$$

где X, Y — координаты ВС в горизонтальной плоскости, м; H — геопотенциальная высота ВС, м; V_{TAS} — истинная воздушная скорость ВС, м/с; ψ — курс ВС, рад; m — масса ВС, кг.

Динамика вектора состояния (1) описывается следующей системой:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} \equiv \begin{pmatrix} \dot{X} \\ \dot{Y} \\ \dot{H} \\ \dot{V}_{TAS} \\ \dot{\psi} \\ \dot{m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{TAS} \cos \psi \cos \gamma + w_x \\ V_{TAS} \sin \psi \cos \gamma + w_y \\ V_{TAS} \sin \gamma + w_h \\ (T - D) / m - g_0 \sin \gamma \\ L \sin \phi / (m V_{TAS}) \\ -\eta T \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где γ — угол наклона траектории ВС, рад; g_0 — ускорение свободного падения на высоте среднего уровня моря, м/с²; ϕ — угол крена, рад; η — удельный расход топлива по тяге, кг/(Н·с) (соответствующая методика расчета приведена в работе [3]); T — сила тяги двигателя, Н; D — сила лобового сопротивления, Н; L — аэродинамическая

подъемная сила, Н; $\mathbf{W} = [w_x \ w_y \ w_h]$ — вектор скорости ветра. В предлагаемой модели предполагается независимость истинной воздушной скорости V_{TAS} от скорости ветра $\mathbf{W}$.

Силы L и D определяются как функции истинной воздушной скорости:

$$\begin{aligned} L &= \frac{C_L S \rho}{2} V_{TAS}^2; \\ D &= \frac{C_D S \rho}{2} V_{TAS}^2, \end{aligned} \quad (3)$$

где C_L — коэффициент подъемной силы; C_D — коэффициент лобового сопротивления; S — расчетная площадь крыла ВС, м²; ρ — плотность воздуха, кг/м³. Методика и формулы расчета C_L и C_D приведены в работе [3]. Предельные значения параметров динамической модели $H, V_{TAS}, m, T, \gamma, \phi$ задаются с учетом ограничений на параметры ВС.

Управляющими воздействиями являются сила тяги двигателя T , угол наклона траектории ВС γ , угол крена ϕ . Третье и четвертое уравнения системы (2) позволяют ввести вместо угла наклона траектории γ новую управляющую переменную [3], которая называется фактором энергетического баланса (*Energy Share Factor* — ESF). Рассмотрим это управляющее воздействие подробнее. Исключая из названных уравнений $\sin(\gamma)$, придем к уравнению, которое получило название *Total Energy Model* [3]:

$$(T - D) V_{TAS} = m g_0 \frac{dH}{dt} + m V_{TAS} \frac{dV_{TAS}}{dt}. \quad (4)$$

Физический смысл уравнения (4) очевиден: оно соответствует равенству между скоростью изменения работы сил, действующих на ВС, и скоростью изменения полной (потенциальной и кинетической) энергии ВС. Для вертикальной скорости ВС при этом будет справедливо следующее уравнение:

$$V_V \equiv \frac{dH}{dt} = \frac{(T - D) V_{TAS}}{m g_0} \left[1 + \frac{V_{TAS}}{g_0} \frac{dV_{TAS}}{dH} \right]^{-1}. \quad (5)$$

Фактор энергетического баланса, который в работе [3] обозначен как $f(M)$, равен второму множителю в уравнении (5):

$$f(M) \equiv \left[1 + \frac{V_{TAS}}{g_0} \frac{dV_{TAS}}{dH} \right]^{-1}. \quad (6)$$

Данный фактор зависит [3, 4] от высоты полета, температуры атмосферы и числа Маха M . ESF определяет соотношение между мощностями, которые расходуются на изменение высоты полета (на изменение потенциальной энергии ВС) и ускорение ВС (на изменение кинетической энергии). Методика расчета ESF приведена в работе [3].

С учетом нового управляющего воздействия система (2) примет вид

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \begin{pmatrix} \dot{X} \\ \dot{Y} \\ \dot{H} \\ \dot{V}_{TAS} \\ \dot{\psi} \\ \dot{m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{TAS} \cos \psi \cos \gamma + w_x \\ V_{TAS} \sin \psi \cos \gamma + w_y \\ (T - D)V_{TAS} f(M) / (mg_0) + w_h \\ (T - D)[1 - f(M)] / m \\ L \sin \varphi / (m V_{TAS}) \\ -\eta T \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Полет ВС моделируется в дискретном времени с шагом Δt от начального момента взлета t_0 до момента касания взлетно-посадочной полосы путем решения системы (7). Моменту t_0 соответствует вектор начальных параметров $\mathbf{X}_0$, который формируется с учетом актуальных данных от системы наблюдения за воздушным пространством. Система уравнений (7) решается методом Рунге — Кутты четвертого порядка [11]. При наличии метеорологической информации параметры атмосферы и ветра также поступают в ДМВС. Таким образом, на выходе модели получается траектория ВС, рассчитанная согласно сценарию полета и текущему состоянию атмосферы. Очевидно, что рассмотренная модель является существенным упрощением динамики движения ВС. Однако, как показала практика, точность прогнозирования при ее использовании удовлетворяет требованиям, предъявляемым к ПТ.

Сценарий полета

Сценарий полета формируется в результате обработки плана полета и содержит следующие данные.

1. Тип ВС — четырехзначный код Международной организации гражданской авиации (*International Civil Aviation Organization* — ICAO). Код уникален для каждой модели ВС.

2. Аэропорт отправления и аэропорт назначения — четырехзначный код ICAO, уникальный для каждого аэропорта.

3. Маршрут полета — множество контрольных точек, включая точки стандартных маршрутов взлета (SID) и посадки (STAR). Каждая опорная точка имеет уникальное имя в пределах своего района полетной информации, пространственные координаты (географические широту и долготу) и дополнительную информацию (например, способ пролета точки). Информация о точках маршрута берется из AIDB, где она представлена в международном стандартном формате ARINC-424 [5]. Дополнительно каждой точке присваивается курс на следующую точку маршрута. Следует отметить, что реальный маршрут полета не всегда соответствует плановому. В этом случае отклонения обнаруживаются, а план полета корректируется [12].

4. Высотно-скоростной профиль полета — зависимость индикаторной воздушной скорости V_{CAS} от геопотенциальной высоты H для трех этапов полета: взлета и набора высоты, крейсерского полета, снижения и посадки [3]. На этапе крейсерского полета высота и скорость ВС задаются в плане полета. ВС рассматривается как конечный автомат, каждое дискретное состояние которого в множестве $\{H, V_{CAS}\}$ определяется типом, этапом полета и конфигурацией ВС. Процедура синтеза такого конечного автомата описана в работе [3].

5. Время отправления — фактическое или планируемое время взлета ВС.

6. Начальная взлетная масса — расчетная масса ВС при взлете.

Модель системы управления полетом

Модель системы управления полетом является грубым приближением реальной бортовой системы автопилотирования, которая имеет намного более сложное устройство и алгоритм работы. МСУП реализует управление полетом по маршруту в горизонтальной и вертикальной плоскостях. В горизонтальной плоскости ВС управляется путем установки такого угла крена φ , который позволяет ВС двигаться от одной контрольной точки маршрута к другой, осуществляя при этом заданный способ пролета точек. Для следования по заданному маршруту используется глобальная система координат *World Geodetic System 1984 (WGS-84)* [13].

Для управления в вертикальной плоскости в МСУП предусмотрены три дискретные переменные q_j , $j = 1, 2, 3$, состояние которых зависит от режима полета самолета [3, 4, 9]:

$$q_1 = \begin{cases} CAS, & \text{если } H \leq H_{trans} \\ MACH, & \text{если } H > H_{trans} \end{cases};$$

$$q_2 = \begin{cases} LOW, & \text{если } H \leq H_{trop} \\ HIGH, & \text{если } H > H_{trop} \end{cases};$$

$$q_3 = \begin{cases} ACC, & \text{если } V_{CAS} \leq V_{CAS}^* - \Delta V \\ DEC, & \text{если } V_{CAS} \geq V_{CAS}^* + \Delta V, \\ CST, & \text{если } |V_{CAS} - V_{CAS}^*| < \Delta V \end{cases}, \quad (8)$$

где значения дискретных переменных имеют следующий смысл: *CAS*, *MACH* — полет с постоянной индикаторной скоростью ниже высоты перехода H_{trans} или с постоянным числом Маха выше высоты перехода H_{trans} ; *LOW*, *HIGH* — полет ниже или выше высоты тропопавзы H_{trop} ; *ACC*, *DEC*, *CST* — полет с увеличением (ускорение), уменьшением (замедление) или постоянной скоростью; V_{CAS}^* — индикаторная скорость из ВСПП; ΔV — допустимое отклонение V_{CAS} от V_{CAS}^* . В соответствии со значениями перемен-

ных q_j , $j = 1, 2, 3$ по методике [3] рассчитываются сила тяги T и фактор энергетического баланса $f(M)$, которые являются сигналами управления, поступающими в ДМВС.

Модель атмосферы

Модель позволяет рассчитать изменение параметров атмосферы в зависимости от геопотенциальной высоты, определяет порядок преобразований между индикаторной воздушной скоростью V_{CAS} , истинной воздушной скоростью V_{TAS} и числом Маха M [3]. Состояние атмосферы задается следующим набором параметров: T — температура воздуха, К; p — атмосферное давление, Па; ρ — плотность воздуха, кг/м³; a — скорость звука, м/с. Базовыми параметрами модели атмосферы являются стандартная температура $T_{0ISA} = 288,15$ К, давление $p_{0ISA} = 1013,25$ гПа, плотность воздуха $\rho_{0ISA} = 1,225$ кг/м³ и скорость звука $a_{0ISA} = 340,294$ м/с на высоте среднего уровня моря. Текущее состояние атмосферы на высоте среднего уровня моря задается через отклонения:

$$T_0 = T_{0ISA} + \Delta T_0; p_0 = p_{0ISA} + \Delta p_0, \quad (9)$$

где ΔT_0 , Δp_0 — разность температур и давлений стандартной и реальной атмосферы на высоте среднего уровня моря. Основные расчетные соотношения по ISA приведены в работах [3–5].

Моделирование траектории полета

В соответствии с рассмотренной структурной схемой средств ПТ (см. рис. 1) на языке программирования C++ разработаны ПС, которые позволяют моделировать четырехмерную траекторию ВС согласно плану полета. В данном разделе анализируются результаты работы ПС.

На вход ПС поступают следующие данные: план полета, параметры атмосферы в районе аэропорта прибытия, исходное положение ВС. На выходе получается рассчитанная согласно

маршруту следования траектория ВС. Оценка точности ПТ произведена путем сравнения реального ВСПП ВС с расчетным.

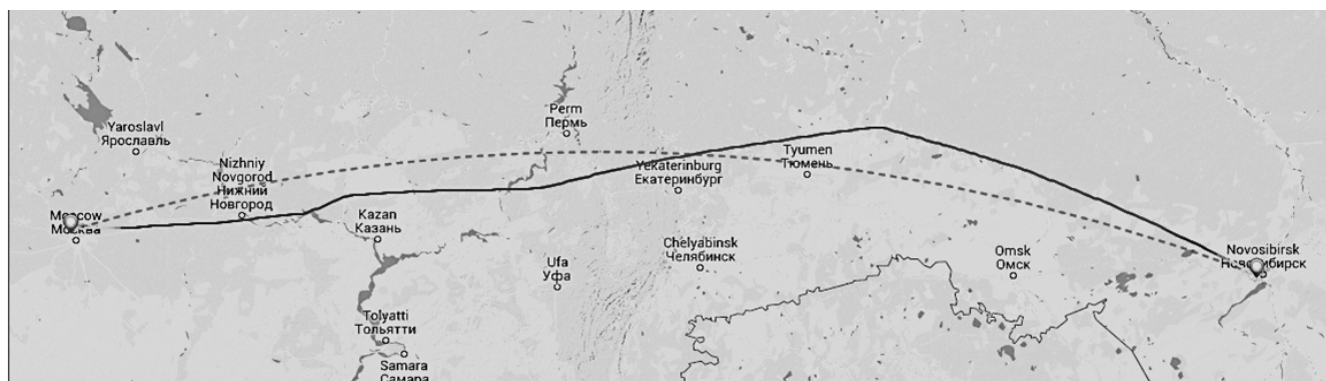
Доступ к архиву ВСПП выполненных рейсов может быть получен через открытый интерфейс прикладного программирования интернет-ресурса www.flightradar24.com. Данный ресурс позволяет наблюдать за ходом выполнения рейсов в реальном времени, а также имеет архив с записями завершенных полетов. Наблюдение за ВС основано на ADS-B [14]. Для моделирования и анализа точности ПТ разработанных ПС был выбран рейс № AFL1549 компании «Аэрофлот», выполненный в ночь с 25 на 26 февраля 2015 года. Маршрут рейса приведен на рис. 2. План полета был составлен по данным интернет-ресурса www.vatstats.net. Данный ресурс предоставляет доступ к плановой информации по всем выполненным рейсам.

План полета рейса № AFL1549 содержит следующую информацию:

- 1) позывной ВС: AFL1549;
- 2) модель ВС: Airbus A321;
- 3) аэропорт отправления: UNNT — Толмачево (г. Новосибирск);
- 4) аэропорт назначения: UUEE — Шереметьево (г. Москва);
- 5) маршрут полета:
OG16T OGAMA GEBSA A308 ML A300 TINRI A303 BANAM A723
SOPUS A300 INTER A300 MF ITINA RW
RUGEL BESTA BST21G;
- 6) крейсерская высота: 34 000 футов;
- 7) крейсерская скорость: 400 узлов;
- 8) отправление: 25.02.2015 в 23:59.

Взлетная масса ВС не указывается в плане полета, поэтому в данном случае из BADA берется масса, соответствующая полной загрузке ВС типа A321.

Данные о состоянии атмосферы в районе аэропорта назначения за 26.02.2015 предоставлены интернет-ресурсом www.wunderground.com.



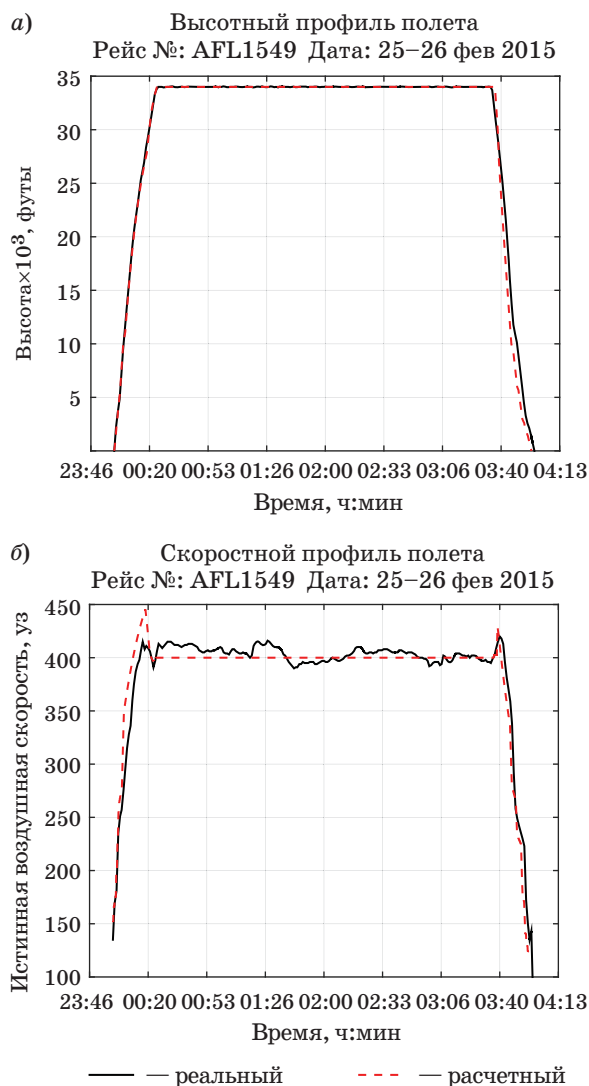
■ Рис. 2. Маршрут полета рейса № AFL1549

Кроме того, ресурс предоставляет информацию о скорости ветра, однако без информации о направлении ветра невозможно получить ориентированный в пространстве вектор воздействия и использовать его в системе уравнений (2).

В качестве исходного положения ВС установлена первая точка маршрута полета, т. е. точка на взлетно-посадочной полосе аэропорта отправления.

Полет ВС моделировался с момента взлета до момента посадки без обновления информации о параметрах движения ВС, маршруте полета и метеорологических условиях. Полученные по данным ADS-B и рассчитанные с помощью ПС высотный и скоростной профили полета ВС представлены на рис. 3, а и б соответственно.

Результаты вычисления расхождения расчетных и реальных параметров траектории для трех этапов полета сведены в таблицу.



■ Рис. 3. Реальный и расчетный высотный (а) и скоростной (б) профили полета

■ Расхождение расчетных и реальных параметров траектории

Этап полета	Параметр	Среднее отклонение	Максимальное отклонение
Набор высоты	Высота, м	91,8	701,3
	Скорость, м/с	7,0	31,3
Крейсерский полет	Высота, м	3,4	15,2
	Скорость, м/с	2,6	8,2
Снижение	Высота, м	435,4	1440,2
	Скорость, м/с	4,9	25,8
Все этапы	Высота, м	74,0	1440,2
	Скорость, м/с	4,2	31,3

Результатом анализа реального и расчетного ВСПП являются следующие наблюдения и выводы.

1. На всех этапах полета расчетный ВСПП качественно повторяет реальный, что говорит об адекватности используемой методики ПТ.

2. На этапе крейсерского полета расхождения расчетного и реального ВСПП незначительны и по существу обусловлены намерениями ВС выдерживать значения высоты и скорости, назначенные в плане полета.

3. На этапе набора высоты и снижения наблюдаются относительно высокие расхождения расчетного и реального ВСПП, которые можно объяснить сложностью моделирования полета в отсутствии информации о высотно-скоростных профилях полета, которые применяются в пунктах отправления и прибытия на стандартных маршрутах SID и STAR, а также скорости ветра на маршруте.

Как отмечалось выше, во многих случаях основной задачей ПТ является прогнозирование точного времени прохождения ВС опорных и других важных точек маршрута. В данном случае достоверно известно фактическое время прибытия в конечную точку маршрута — аэропорт Шереметьево и полученное в результате ПТ расчетное время прибытия:

- фактическое время прибытия
26 февраля 2015 года 3 часа 58 минут;
- расчетное время прибытия
26 февраля 2015 года 4 часа 00 минут.

Таким образом, разница между фактическим и расчетным временем прибытия составляет менее двух минут. Очевидно, что такая точность является достаточно высокой, учитывая, что полет моделировался с момента взлета до момента посадки без коррекции по реальным данным в промежуточных точках.

Заключение

В работе изложены основные принципы синтеза алгоритмов и ПС, предназначенных для предсказания траектории полета ВС. Синтез алгоритмов работы ПС осуществлялся в соответствии с рекомендациями EUROCONTROL. Предсказание траектории происходит путем моделирования полета ВС по заданному маршруту с учетом доступной плановой и метеорологической информации, а также с использованием данных о летно-технических характеристиках самого ВС.

Разработанные ПС позволяют моделировать четырехмерные траектории ВС. Работоспособность алгоритмов и ПС продемонстрирована на примере моделирования реального полета с последующей оценкой точности как невязки реального и расчетного высотно-скоростного профилей

полета и времени прибытия в аэропорт назначения. Наибольшая разница между расчетной и фактической траекториями наблюдается на участках переходов между этапами полета, наименьшая — на протяжении стационарного полета, т. е. при полете на крейсерском эшелоне. На этапе набора высоты и снижения наблюдаются относительно высокие расхождения расчетного и реального высотно-скоростного профилей полета, которые можно объяснить сложностью моделирования полета в отсутствии информации о профилях, которые применяются в пунктах отправления и прибытия на стандартных маршрутах SID и STAR, а также скорости ветра на маршруте. Тем не менее полученная точность прогноза дает основания рекомендовать разработанные алгоритмы для применения в задачах автоматизации УВД.

Литература

1. Fairclough I., McKeever D. PHARE Advanced Tools Trajectory Predictor Final Report. Version 1.0 // EUROCONTROL DOC 98-70-18. Aug. 1999. — 50 p.
2. Morton S., Dias P., Garnier J., Redeborn B. EUROCONTROL Specification for Trajectory Prediction. Edition 1.0 // EUROCONTROL-SPEC-0143. July 2010. — 60 p.
3. Nuic A. User Manual for the Base of Aircraft Data (BADA). Revision 3.12 // EUROCONTROL Experimental Centre. Aug. 2014. — 106 p.
4. Glover W., Lygeros J. A Multi-Aircraft Model for Conflict Detection and Resolution Algorithm Evaluation // IST-2001032460 of European Commission. Feb. 2004. — 49 p.
5. Airlines Electronic Engineering Committee. Navigation System Data Base. ARINC Specification 424-15. — Aeronautical Radio, Inc., Feb. 2000. — 361 p.
6. Матвеев Л. Т. Курс общей метеорологии. Физика атмосферы. Изд. второе, перераб. и доп. — Л.: Гидрометеиздат, 1984. — 751 с.
7. Poles D. Revision of Atmosphere Model in BADA Aircraft Performance Model. — EUROCONTROL Experimental Centre, Feb. 2010. — 162 p.
8. Slattery R., Zhao Y. Trajectory Synthesis for Air Traffic Automation // Journal of Guidance, Control, and Dynamics. 1997. Vol. 20. N 2. P. 232–238.
9. Caron G. M., Schoenauer M., Saveant P., Hadjaz A. Online Learning for Ground Trajectory Prediction // Proc. of the 2nd SESAR Innovation Days (2012), EUROCONTROL, 2012. — 8 p.
10. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Теоретическая физика. Т. I: Механика. Изд. 5-е, стер. — М.: Физматлит, 2004. — 224 с.
11. Бахвалов Н. С., Жидков Н. П., Кобельков Г. Численные методы. — М.: Бином, 2001. — 636 с.
12. Morton S., Dias P., Garnier J., Redeborn B. EUROCONTROL Specification for Monitoring Aids // EUROCONTROL-SPEC-0142. Edition 1.0. July 2010. — 27 p.
13. National Imagery and Mapping Agency. Department of Defense World Geodetic System 1984. Its Definition and Relationships with Local Geodetic Systems // Technical Report TR8350.2. Third Edition. Amendment 1. Jan. 2000. — 175 p.
14. Blythe W., Anderson H., King N. ADS-B Implementation and Operations Guidance Document. — International Civil Aviation Organization. Asia and Pacific Ocean, Sept. 2011. — 38 p.

UDC 629.086

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.33

Aircraft Trajectory Prediction in Air Traffic Control Systems

Kiselev V. Y.^a, Post-Graduate Student, vukis@bk.ruMonakov A. A.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, a_monakov@mail.ru^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: One of the ways to improve air traffic efficiency and safety is aircraft trajectory prediction. It helps to update and correct the flight plans according to the radar surveillance data, to perform short-term and middle-term conflict detection, to optimize arrival and departure management, to allocate secondary surveillance radar code. The goal of this research is to develop prediction tools for 4D aircraft trajectory simulation and to evaluate their prediction accuracy. **Methods:** Airborne autopilot simulation is used. In the simulation of the aircraft trajectory, it is presumed that the aircraft follows the planned route and has nominal flight modes during its climb, cruise and descend. The proposed approach is based on the recommendations formulated in the technical requirements of the European Organization for the Safety of Air Navigation. **Results:** Synthesis of aircraft trajectory prediction tools for air traffic control systems has been discussed. Heightspeed flight profile calculation helps to estimate the aircraft motion parameters in each waypoint along the route. The efficiency of the algorithms is demonstrated by the comparison of the heightspeed profiles of a real flight trajectory and its prediction. **Practical relevance:** The obtained results can be used in developing software for modern air traffic control systems to predict 4D aircraft trajectories.

Keywords — Air Traffic Control, Aircraft, Trajectory Prediction, Flight Simulation.

References

1. Fairclough I., McKeever D. PHARE Advanced Tools Trajectory Predictor Final Report. Version 1.0. *EUROCONTROL DOC 98-70-18*, Aug. 1999. 50 p.
 2. Morton S., Dias P., Garnier J., Redeborn B. EUROCONTROL Specification for Trajectory Prediction. Edition 1.0. *EUROCONTROL-SPEC-0143*, July 2010. 60 p.
 3. Nuic A. User Manual for the Base of Aircraft Data (BADA). Revision 3.12. EUROCONTROL Experimental Centre, Aug. 2014. 106 p.
 4. Glover W., Lygeros J. A Multi-Aircraft Model for Conflict Detection and Resolution Algorithm Evaluation. *IST-2001032460 of European Commission*, Feb. 2004. 49 p.
 5. Airlines Electronic Engineering Committee. *Navigation System Data Base. ARINC Specification 424-15*. Aeronautical Radio, Inc., Feb. 2000. 361 p.
 6. Matveev L. T. *Kurs obshchei meteorologii. Fizika atmosfery*. [Standard Meteorological Course]. Leningrad, Gidrometeoizdat Publ., 1984. 751 p. (In Russian).
 7. Poles D. *Revision of Atmosphere Model in BADA Aircraft Performance Model*. EUROCONTROL Experimental Centre, Feb. 2010. 162 p.
 8. Slattery R., Zhao Y. Trajectory Synthesis for Air Traffic Automation. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1997, vol. 20, no. 2, pp. 232–238.
 9. Caron G. M., Schoenauer M., Saveant P., Hadjaz A. Online Learning for Ground Trajectory Prediction. *Proc. of the 2nd SESAR Innovation Days (2012)*, EUROCONTROL, 2012. 8 p.
 10. Landau L. D., Lifshits E. M. *Teoreticheskaya fizika. Tom I. Mekhanika*. [Course of Theoretical Physics. Vol. 1. Mechanics]. Moscow, Fizmatlit Publ., 2004. 224 p. (In Russian).
 11. Bakhvalov N. S., Zhidkov N. P., Kobel'kov G. *Chislennyye metody* [Computational Techniques]. Moscow, Binom Publ., 2001. 636 p. (In Russian).
 12. Morton S., Dias P., Garnier J., Redeborn B. *EUROCONTROL Specification for Monitoring Aids. Edition 1.0*. EUROCONTROL-SPEC-0142, July 2010. 27 p.
 13. National Imagery and Mapping Agency. *Department of Defense World Geodetic System 1984. Its Definition and Relationships with Local Geodetic Systems Third Edition. Amendment 1*. Technical Report TR8350.2, Jan. 2000. 175 p.
 14. Blythe W., Anderson H., King N. *ADS-B Implementation and Operations Guidance Document*. International Civil Aviation Organization. Asia and Pacific Ocean, Sept. 2011. 38 p.
-

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ОСУШКИ ПРИРОДНОГО ГАЗА

С. Е. Душин^а, доктор техн. наук, профессор

С. Е. Абрамкин^а, канд. техн. наук, ассистент

^аСанкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», Санкт-Петербург, РФ

Цель: разработка динамических математических моделей управляемых технологических процессов осушки природного газа. **Результаты:** разработана концептуальная модель тепло- и массообменных процессов комплекса технологических систем «Абсорбция – Десорбция» как объекта управления, характеризующаяся взаимосвязью разнородных физических процессов, структурой и обоснованным выбором входных, внутренних, измеряемых и управляемых величин. На основе концептуальной модели разработаны и исследованы математические модели управляемых массообменных процессов в абсорбере насадочного типа и теплообменных процессов в испарителе и аппарате воздушного охлаждения, отличающиеся обоснованным принятием допущений, пространственной распределенностью величин и учетом функциональной зависимости скорости газообразной фазы от внешних и внутренних возмущающих факторов, что позволяет адекватно управлять процессами в условиях изменения этих факторов. Предложено многорежимное регулирование моделируемых процессов. **Практическая значимость:** разработанные математические модели управляемых массо- и теплообменных процессов абсорбционной осушки природного газа позволяют объяснять и прогнозировать поведение комплекса технологических систем типовых установок комплексной подготовки газа при различных режимах функционирования. Применение многорежимного регулирования обеспечивает поддержание заданного качества газа в широких интервалах изменения давления, температуры и расхода.

Ключевые слова — абсорбционная осушка, десорбция, массообмен, теплообмен, математическое моделирование, концептуальная модель, дифференциальное уравнение в частных производных, управляемый технологический процесс, многорежимное регулирование.

Введение

Осушка природного газа имеет наибольшее значение для безаварийной работы газотранспортной системы. Природный газ, добываемый из подземных источников, насыщен капельной влагой, тяжелыми углеводородами и механическими примесями, что может вызывать аварийные ситуации при транспортировке газа по магистральным газопроводам. Также возможно образование гидратов, приводящее к снижению пропускной способности трубопроводов и повреждению технологического оборудования. Эти сопутствующие факторы определяют высокие требования к качеству подготовки природного газа для его транспортировки, надежности технологического оборудования в связи с непрерывным характером производства и оптимизацией режимов работы скважин и установок комплексной подготовки газа (УКПГ). Для реализации данных требований необходимо внедрение комплексных систем автоматизации технологических процессов (ТП).

На сегодняшний день при разработке комплексных систем автоматизации ТП для объектов газовой промышленности возможности математического моделирования в полной мере не используются; необходимо проводить глубокое физико-математическое исследование газопромысловых ТП и вычислительные эксперименты.

В настоящее время при исследовании ТП абсорбции и десорбции основное внимание уделяется статическим и динамическим моделям отдельных устройств, а не всего комплекса в целом. Статические модели, по существу, определяют основные потоки субстанций при нормальной эксплуатации промышленных установок. Динамические модели, как правило, формируются на основе линеаризации при малых отклонениях от равновесных режимов и находят применение для разработки локальных контуров регулирования. Фундаментальные исследования абсорбции природного газа представлены в трудах В. М. Рамма [1], Б. Ф. Тараненко [2], В. В. Кафарова [3] и других. Вопросы моделирования и управления объектов с распределенными параметрами широко рассматривались в научных работах многих исследователей, в том числе А. Г. Бутковского [4], Э. Я. Рапопорта [5], И. М. Першина [6], Х. Рея (W. Harmon Ray) [7].

Технологические процессы, происходящие в аппаратах УКПГ, носят квазиустановившийся характер. Однако действие возмущающих факторов (изменения технологического режима, влагосодержания и давления газа и т. п.) приводят к значительным отклонениям ТП от установившихся режимов и вызывают необходимость разработки адекватных динамических математических моделей (ММ) управляемых процессов, учитывающих многофазность взаимодействующих

потоков, пространственную распределенность, граничные условия и нелинейную взаимосвязь физических величин [8–20]. В этом и состоит основная задача, решению которой посвящена статья.

Концептуальная модель

Первый этап моделирования предполагает анализ физики ТП, изучение технологических схем, построение структурно-потоковой и функциональной схем и разработку концептуальной модели взаимосвязанных физических процессов комплекса технологических систем (КТС) «Абсорбция — Десорбция» как объекта управления. Она должна быть положена в основу составления динамических ММ тепло- и массообменных процессов КТС в целом. В данном исследовании термин «концептуальная модель» понимается как абстрактная модель, которая отражает основные физические процессы, определяющие абсорбционную осушку природного газа, и пренебрегает не существенными явлениями, очерчивает границы адекватности модели, устанавливает причинно-следственные связи между процессами моделируемого комплекса, тем самым задавая структуру объекта управления. Структурная схема концептуальной модели представлена на рис. 1.

На схеме приняты следующие обозначения: $C_{ц.г}^{вх}$, $C_{ц.г}^{вых}$ — концентрации целевого компонента (ЦК) в газе на входе и выходе абсорбера; v_g — скорость газа; $f(u) = \Delta v_a(G_a/Q_g)$ — функция управления скоростью абсорбента в зависимости от соотношения расходов абсорбент/газ, где u — сигнал управления, поступающий от регулятора; v_a — скорость абсорбента; G_a — расход абсорбента; Q_g — расход газа; $C_{ц.р.а}^{вх}$, $C_{ц.р.а}^{вых}$ — концентрации ЦК в регенерированном абсорбенте на входе абсорбера и выходе ректификационной колонны

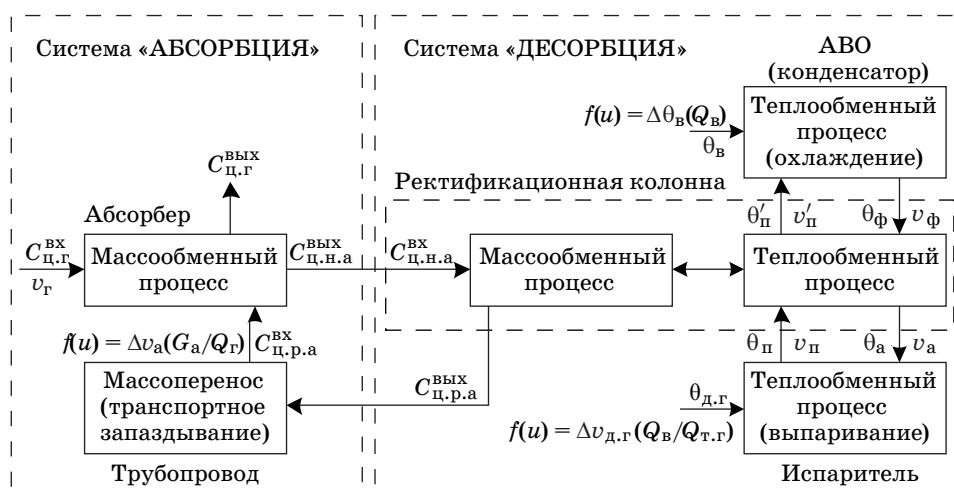
(РК); $C_{ц.н.а}^{вх}$, $C_{ц.н.а}^{вых}$ — концентрации ЦК в насыщенном абсорбенте на входе РК и выходе абсорбера; θ_p , θ'_p — температура пара на выходе испарителя и РК; v_p , v'_p — скорость пара на выходе испарителя и РК; θ_a — температура абсорбента в испарителе; θ_ϕ — температура флегмы из аппарата воздушного охлаждения АВО; v_ϕ — скорость флегмы из АВО; θ_b — температура окружающей среды (воздуха); $f(u) = \Delta \theta_b(Q_b)$ — функция управления температурой воздуха, подаваемого в АВО, в зависимости от расхода воздуха, где Q_b — расход воздуха; $\theta_{д.г}$ — температура дымовых газов в жаровых трубах испарителя; $f(u) = \Delta v_{д.г}(Q_b/Q_{т.г})$ — функция управления скоростью дымовых газов, в зависимости от соотношения расходов воздух/топливный газ, где $v_{д.г}$ — скорость дымовых газов; $Q_{т.г}$ — расход топливного газа.

Математические модели управляемых массо- и теплообменных процессов

В соответствии с концептуальной моделью к числу подсистем, оказывающих доминирующее влияние на процесс абсорбционной осушки природного газа, относятся: «Абсорбция газа» (абсорбер), «Ректификация» (РК), «Выпаривание» (испаритель) и «Воздушное охлаждение» (АВО).

Необходимость управления процессами в указанных подсистемах обусловлена влиянием различного рода возмущающих воздействий, связанных с изменением:

- режима работы технологической установки (устанавливается оператором);
- скорости движения фаз через зоны взаимодействия;
- значений внешних параметров (пластового давления и температуры, состава и расхода фаз) на входе в зону взаимодействия фаз;



■ Рис. 1. Структурная схема концептуальной модели тепломассообменных процессов КТС «Абсорбция — Десорбция» как объекта управления

— требуемого состояния на выходе из зоны взаимодействия фаз (состава фаз).

При составлении модели ТП в абсорбере принимаются следующие ограничения и допущения:

— жидкость (абсорбент) в насадках колонны полностью перемешивается (модель идеального перемешивания);

— в основе получения ММ массообменных процессов между газом и жидкостью лежит гидродинамическая модель полного вытеснения (поршневой режим течения фаз);

— скорости газа v_g и жидкости $v_{ж}$ одинаковы по сечению насадочной колонны;

— концентрации газа C_g и абсорбента C_a одинаковы по сечению аппарата;

— массопередача на насадке эквимольная, т. е. через поверхность раздела фаз в противоположных направлениях переносится одинаковое количество целевого компонента;

— абсорбент, проходя через насадку, не задерживается, что исключает его зависание и образование зон простоя в насадке;

— зависимость равновесной концентрации ЦК в газе $C_{г,г}^p(C_{г,а})$ линейная, т. е. выполняется закон Генри;

— температурные профили газа и абсорбента по всей высоте аппарата принимаются постоянными (на практике процесс физической абсорбции газа сопровождается незначительным снижением температуры абсорбента).

При построении модели следует учитывать зависимость скорости газа от расхода, температуры и давления газа:

$$v_g(\bar{Q}_g, \theta_g, p_{г,р}) = \frac{V_m \bar{Q}_g (\theta_0 + \theta_g) p_0}{0,785 \theta_0 p_{г,р} D^2}, \quad (1)$$

где $\bar{Q}_g$ — расход газа; θ_g — рабочая температура газа; $p_{г,р}$ — рабочее давление газа; $V_m = 22,4$ — объем моля идеального газа при нормальных условиях; $\theta_0 = 273$ — нормальная температура; p_0 — нормальное давление; D — диаметр колонны.

С учетом принятых допущений и функциональной зависимости (1) в режиме отсутствия

продольного перемешивания фаз нелинейная динамическая ММ управляемого массообменного процесса в подсистеме «Абсорбция газа» может быть представлена системой дифференциальных уравнений в частных производных:

$$\begin{aligned} \frac{\partial C_{г,г}}{\partial t} &= -v_{zг}(\bar{Q}_g, \theta_g, p_{г,р}) \left(\frac{\partial C_{г,г}}{\partial z} \right) - \\ &\quad - R_g(v_{zг}) [C_{г,г} - C_{г,г}^p(C_{г,а})]; \\ \frac{\partial C_{г,а}}{\partial t} &= f(u) \left(\frac{\partial C_{г,а}}{\partial z} \right) + R_a [C_{г,г} - C_{г,г}^p(C_{г,а})], \\ 0 &< z < l_a, \quad t > 0, \end{aligned} \quad (2)$$

где R — физико-технологический коэффициент; l_a — высота абсорбера. Управление процессом абсорбции осуществляется изменением подачи жидкого компонента в абсорбер, что отражено в модели введением управляющей функции $f(u)$, где u — сигнал управления, поступающий от регулятора.

Для ММ (2) принимались следующие граничные условия:

$$C_{г,г}(z, t)|_{z=0} = C_{г,г}^{вх}(t); \quad C_{г,а}(z, t)|_{z=l_a} = C_{г,а}^{вх}(t).$$

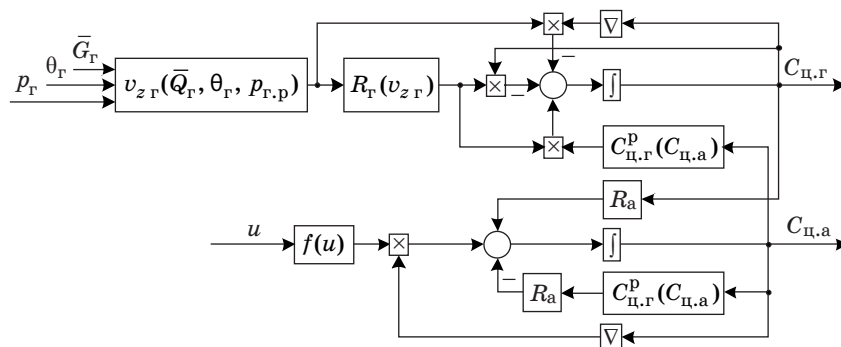
Начальные условия определяются исходными профилями концентраций ЦК по высоте аппарата:

$$C_{г,г}(z, t)|_{t=0} = C_{г,г}(z); \quad C_{г,а}(z, t)|_{t=0} = C_{г,а}(z).$$

Соответствующая (2) структурная схема приведена на рис. 2.

Математические модели подсистем «Ректификация», «Выпаривание» и «Воздушное охлаждение» имеют свои особенности. В отличие от абсорбции, при десорбции заметная роль отводится теплообменным процессам. В процессе абсорбции достижение заданной концентрации ЦК в газе осуществляется в результате массообмена между газом и абсорбентом при постоянной температуре. В процессе десорбции обеспечение заданной концентрации ЦК в абсорбенте зависит от температуры кипения абсорбента при постоянном давлении.

Из схемы концептуальной модели (см. рис. 1) видно, что подсистема «Ректификация» не имеет



■ Рис. 2. Структурная схема управляемого массообменного процесса в абсорбере

непосредственного управления. Тепломассообменные процессы подсистемы «Ректификация» регулируются косвенно через управляемые теплообменные процессы в подсистемах «Выпаривание» и «Воздушное охлаждение».

Основная задача регулирования теплообменных процессов в испарителе сводится к управлению расходом топливного газа или газозоудной смеси, подаваемой в горелку в целях поддержания температуры абсорбента в испарителе. Для составления ММ управляемых теплообменных процессов подсистемы «Выпаривание» учтены следующие допущения:

— продольное перемешивание в каждом из потоков теплоносителей отсутствует, т. е. физические среды в аппарате движутся в режиме идеального вытеснения;

— поперечное перемешивание в потоках теплоносителей считается идеальным. Это предположение позволяет разрабатывать одномерную ММ, в которой учитывается изменение температуры только по длине аппарата;

— термическое сопротивление стенок испарителя сравнительно мало. Выполнение этого условия означает, что температура стенки $\theta_{ст}(x, t)$, разделяющей теплоносители, постоянна по толщине стенки.

При сделанных допущениях ММ управляемого нестационарного теплообмена в испарителе с учетом стенки жаровой трубы, разделяющей теплоносители, принимает вид

$$\begin{aligned} \partial \theta_{д.г} / \partial t &= -f(u) (\partial \theta_{д.г} / \partial x) - R_{д.г} (\theta_{д.г} - \theta_{ст}); \\ \partial \theta_a / \partial t &= v_a (\partial \theta_a / \partial x) + R_a (\theta_{ст} - \theta_a); \\ d\theta_{ст} / dt &= R_{д.г.ст} (\theta_{д.г} - \theta_{ст}) - R_{а.ст} (\theta_{ст} - \theta_a), \end{aligned} \quad (3)$$

где $f(u) = v_{д.г}(Q_{т.г})$ — функция управления скоростью дымовых газов. При этом цель регулирования состоит в стабилизации температуры θ_a на выходе испарителя. Система регулирования теплообменных процессов осуществляет прямое регулирование температурой абсорбента на выходе испарителя за счет изменения подачи расхода топливного газа в горелку испарителя. Также в системе предусмотрена коррекция температуры $\theta_{д.г}$ дымовых газов.

Для ММ (3) учитывались следующие начальные распределения температур теплоносителей:

$$\theta_{д.г0}(x) = \theta_{д.г}(x, t)|_{t=0}; \quad \theta_{a0}(x) = \theta_a(x, t)|_{t=0},$$

и граничные условия

$$\theta_{д.г}(x)|_{x=l} = \theta_{д.г}^{вх}(t), \quad \theta_a(x)|_{x=0} = \theta_a^{вх}(t).$$

Основная задача системы регулирования АВО состоит в поддержании заданной температуры

жидкой фазы на выходе из аппарата. Для управляемых теплообменных процессов подсистемы «Воздушное охлаждение» приняты основные допущения:

— в конденсационных секциях среда движется в режиме идеального вытеснения;

— поперечное перемешивание считается идеальным. Данное допущение приводит к составлению одномерной модели, в которой учитывается динамическое распределение температуры только по длине конденсационных секций АВО;

— теплообменный процесс сопровождается конденсацией насыщенного пара;

— допускается накопление теплоты в трубах конденсационной секции;

— трубы в конденсационных секциях выполнены с оребрением.

Динамическая ММ управляемого теплообменного процесса в конденсационных секциях АВО, учитывающая принятые допущения и зависимость (1):

$$\begin{aligned} \partial \theta_{н.п} / \partial t &= v_{н.п} (\bar{G}_{н.п}, \theta_{н.п}) (\partial \theta_{н.п} / \partial x) - \\ &\quad - R_{н.п} [\theta_{н.п} - \theta_{ст}]; \\ d\theta_{ст} / dt &= R_{ст1} f(u) + R_{ст2} \theta_{н.п} - R_{ст} \theta_{ст}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $v_{н.п}(\bar{G}_{н.п}, \theta_{н.п})$ — скорость насыщенного пара, зависящая от расхода и температуры пара при постоянном давлении в аппарате; $f(u) = \theta_{ср}(Q_v)$ — функция управления температурой среды; $\theta_{ср}$ — температура окружающей среды (воздуха); Q_v — расход воздуха.

Второе уравнение в системе (4) — обыкновенное дифференциальное уравнение первого порядка. Для его однозначного решения необходимо знать начальное условие $\theta_{ст}$ в момент времени $t = 0$.

Величину $\theta_{ср}$ можно получить из экспериментальной зависимости

$$\theta_{ср} = (\theta_{ср0} - \theta_{уст}) \exp(-\beta Q_v) + \theta_{уст}, \quad (5)$$

причем коэффициент β определяется по формуле

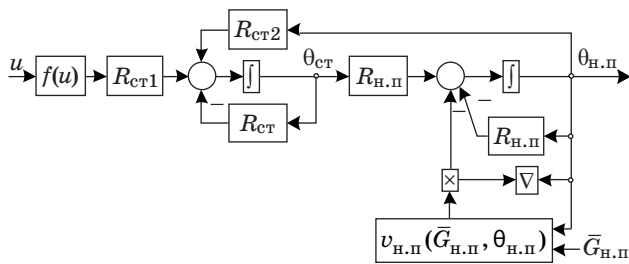
$$\beta = \ln[(\theta_{ср0} - \theta_{уст}) / (q\theta_{уст} - \theta_{уст})] / Q_{v \max}, \quad (6)$$

где $\theta_{ср0}$ — начальная средняя температура окружающей среды при неработающем вентиляторе; $\theta_{уст}$ — установившееся значение температуры окружающей среды; $Q_{v \max}$ — максимальный расход воздуха, нагнетаемый вентилятором; q — коэффициент, выбираемый из интервала $[1,001; 1,02]$. Этот коэффициент должен отвечать неравенству $q < \theta_{ср0} / \theta_{уст}$.

Граничные условия для температурного профиля пара ММ (4) определяются выражениями

$$\theta_{н.п}(x)|_{x=0} = \theta_{н.п}^{вх}(t); \quad \theta_{н.п}(x)|_{x=l_{АВО}} = \theta_{н.п}^{вых}(t),$$

где $l_{АВО}$ — длина трубы теплообменника.



■ Рис. 3. Структурная схема управляемого теплообменного процесса в конденсационных секциях АВО

Начальные распределения температур вдоль трубы АВО задаются выражениями

$$\theta_{н.п}(x)|_{t=0} = \theta_{н.п}^{вх}(x); \quad \theta_{ст}(x)|_{t=0} = \theta_{ст}^{вх}(x).$$

Структурная схема управляемого теплообменного процесса в конденсационных секциях АВО представлена на рис. 3.

Как следует из анализа концептуальной модели КТС «Абсорбция — Десорбция», главной особенностью комплекса является замкнутость технологической схемы циркуляции раствора абсорбента (замкнутый цикл по жидкой фазе). В связи с этим возникает задача исследования процессов в замкнутом контуре. «Замыкание» ММ двух подсистем «Абсорбция газа» и «Ректификация» производилось по величине концентрации ЦК в жидкой фазе.

Дискретно-непрерывная управляемая модель КТС «Абсорбция — Десорбция» записывается в виде следующей системы уравнений:

$$\begin{aligned} dC_{ц.г i+1}/dt &= -((v_g/h) + R_g(v_g))C_{ц.г i+1} + \\ &+ R_g(v_g)E_p C_{ц.а n-i} + (v_g/h)C_{ц.г i}; \\ dC_{ц.а i+1}/dt &= -((f(u)/h) + R_a E_p)C_{ц.а i+1} + \\ &+ R_a C_{ц.г n-i} + (f(u)/h)C_{ц.а i}; \\ dC_{ц.п i+1}/dt &= -((v_p/h) - R_p)C_{ц.п i+1} + \\ &+ (v_g/h)C_{ц.п i} - R_p E C'_{ц.а n-i}; \\ dC'_{ц.а i+1}/dt &= -((v_a/h) - R'_a(v_a)E)C'_{ц.а i+1} + \\ &+ (v_a/h)C'_{ц.а i} - R'_a(v_a)C_{ц.п n-i}, \end{aligned} \quad (7)$$

где $i = 0, \dots, n-1$; E_p, E — коэффициенты фазового равновесия; $f(u)$ — управляющее воздействие по скорости абсорбента в абсорбере; h — шаг дискретизации; $C_{ц.п}$ — концентрация ЦК в паре.

Многорежимное регулирование процессов

Изучаемому объекту управления присущи различные динамические ситуации, обусловленные как сменой технологического режима уста-

новки, так и действием внешних (расход, температура и давление газа) и внутренних факторов. Внутренние возмущающие факторы проявляются с течением времени в виде изменения конструктивных особенностей установки, т. е. утончения стенок аппаратов, засорения проходного сечения трубопроводов и т. п. Для поддержания заданных величин в широком интервале изменения воздействий и возмущений целесообразно использовать концепцию многорежимного управления.

За десятилетия работы газодобывающей промышленности накоплен большой массив данных о режимах функционирования типовых технологических установок. Для каждого типа установок существует «свое множество знаний» по поддержанию заданного технологического режима. В целях анализа и последующего использования накопленных знаний для управления ТП необходимо применять специализированные системы хранения данных (типа хранилищ данных (Data Warehouse)). Поскольку такие системы могут отслеживать скрытые закономерности и тенденции, их целесообразно использовать как для проектирования новых УКПГ на месторождениях, так и для прогностического управления ТП газопромысловой технологии в режиме реального времени.

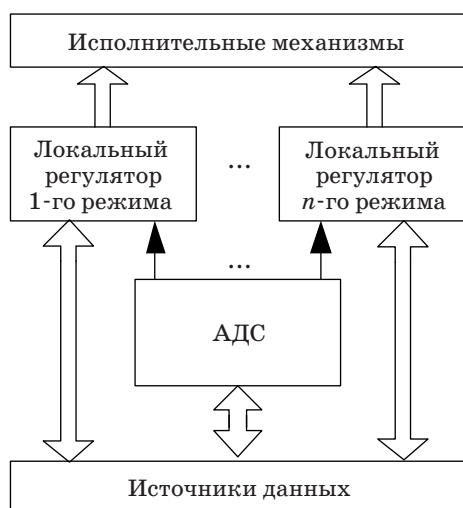
В соответствии с принципом многорежимного регулирования для каждого режима работы КТС устанавливается локальная цель регулирования и выбирается локальный закон регулирования с учетом ранее наработанных рекомендаций и сложившихся типовых решений на газовом промысле.

Использование концепции многорежимного регулирования применительно к технологическим установкам осушки газа основывается на обеспечении заданных требований к текущему режиму функционирования за счет подключения локального регулятора (регулятора режима, субрегулятора) из имеющегося набора режимных регуляторов в соответствии со сложившейся на данный момент времени динамической (технологической) ситуацией. Термин «динамическая ситуация» для концепции многорежимного регулирования впервые был введен Н. Б. Филимоновым [21]. Изменение закона управления многорежимного регулятора происходит при получении определенного набора информативных признаков. Информативные признаки формируются на основе измеренных величин, характеризующих текущее состояние установки и состояние окружающей среды. Базируясь на полученной информации, многорежимный регулятор в соответствии с текущей динамической ситуацией вырабатывает требуемый управляющий сигнал.

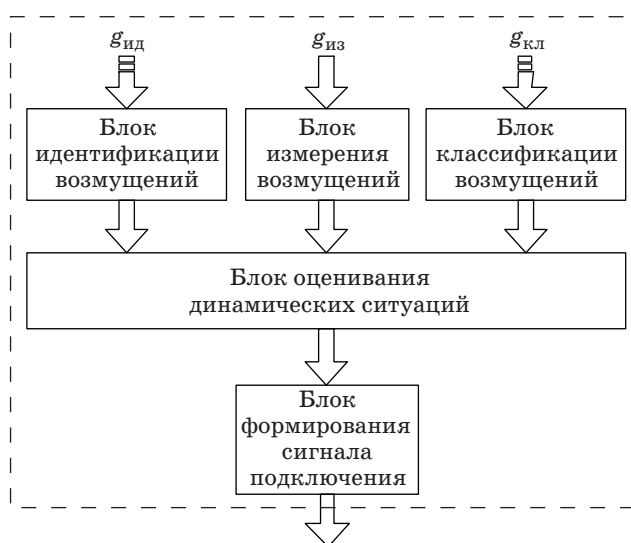
В структуру многорежимного регулятора (рис. 4) входят набор локальных регуляторов

(линейных, нелинейных) и анализатор динамических ситуаций АДС. Локальные регуляторы обслуживают соответствующие технологические режимы; АДС обрабатывает полученный набор информативных признаков текущей динамической ситуации и дает команду на включение соответствующего локального регулятора.

На схеме видно, что АДС и локальные регуляторы обмениваются набором информативных признаков с источниками данных. Источниками данных являются сигналы, поступающие из информационно-измерительной системы, а также информация из баз данных и баз знаний. АДС формирует сигналы на подключение локальных регуляторов, которые в свою очередь формируют управляющие сигналы для исполнительных механизмов.



■ Рис. 4. Функциональная схема многорежимного регулятора



■ Рис. 5. Функциональная схема АДС

Функциональная схема АДС для ТП абсорбционной осушки природного газа представлена на рис. 5. На схеме приняты обозначения:

$g_{ид}$ — непосредственно не измеряемые возмущения, но которые могут быть идентифицированы по результатам наблюдения процесса регулирования или получены по результатам, взятым из баз данных. Например, концентрации целевого компонента в газовой и жидкой фазах непосредственно не измеряются, но могут быть получены на основании данных специальных экспериментов и сохраненных в базах данных;

$g_{из}$ — измеряемые возмущения. В частности, доступны измерениям возмущения по расходу, давлению, температуре газа и жидкости, по температуре точки росы газа, по уровню жидкости и т. п.;

$g_{кл}$ — возмущения, которые не имеют точной количественной оценки. Они выявляются при качественном анализе возмущений. Функция блока классификации возмущений заключается в распознавании образа воздействия $g_{кл}$ на основе всего объема информации, измеренной или полученной из баз данных и баз знаний. Например, данные о состоянии технологического оборудования, условия образования гидратных пробок в трубопроводах.

Информация от блоков возмущений поступает в блок оценивания ситуаций, в котором происходит обработка информации, принимается решение о текущей динамической ситуации и генерируется соответствующая оценка. Полученная оценка поступает в блок формирования сигнала подключения локального регулятора, «настроенного» на динамическую ситуацию.

Блоки, входящие в АДС, реализуются как программные блоки. При реализации программного АДС можно воспользоваться одной из платформ анализа данных, которая предполагает обработку информации, полученной из различных источников, в режиме реального времени. Например, в случае управления процессами газопромышленной технологии информация от системы датчиков должна обрабатываться в целях выявления, классификации или прогнозирования возможных событий, а также формирования на основе этих данных управляющего воздействия на объект.

Отметим, что принцип и метод многорежимного регулирования могут лечь в основу разработки не только системы автоматического управления, но и системы диагностирования состояния объекта (норма, предаварийный режим, аварийный режим).

Многорежимное регулирование на основе ММ (2) производится с помощью управляющей функции $f(u)$. На каждом режиме сигнал u отвечает П-закону управления, обеспечивающему требуемые соотношения расходов «газ–абсорбент». Формируемая нелинейная характеристика регулятора позволяет получать необходимый показатель на любом допустимом режиме и не требует переключений.

Результаты компьютерного моделирования управляемых взаимосвязанных массообменных процессов КТС «Абсорбция — Десорбция» при подаче ступенчатого возмущения по скорости газа на входе абсорбера представлены на рис. 6. Изменение скорости газа от номинальной до минимальной вызывает плавное отклонение выходных величин от первоначальных значений и постепенный переход к заданным значениям по ЦК в газовой фазе на выходе абсорбера.

Как показал вычислительный эксперимент с применением многорежимного регулятора, значения содержания ЦК в жидкой фазе лежат в области допустимых значений, выявленных при наблюдении за ТП на реальном производственном объекте. Для регенерированного диэтиленгликоля эти значения лежат в области $[0,71 \div 4,1]$ %вес, для насыщенного диэтиленгликоля — $[2,45 \div 9,9]$ %вес. В случае ступенчатого снижения скорости газа содержание ЦК в регенерированном диэтиленгликоле установилось в новом значении 3,3 %вес., а в насыщенном — 7,1 %вес. В случае подачи возмущения в виде прямоугольных импульсов содержание ЦК в регенерированном диэтиленгликоле устанавливалось в значении 1,2 %вес., а в насыщенном — 4,9 %вес.

Следует отметить, что базовые месторождения ОАО «Газпром» (Уренгойское, Ямбургское и т. п.) работают в режиме падающей добычи, что ставит новые научные задачи по разработке методов и технологий моделирования управляемых КТС типа «ДКС — УКПГ — ДКС» (ДКС — дожимная компрессорная станция) и газотранспортных систем.

Новым направлением может стать исследование ММ абсорбционных процессов очистки природного газа от кислых компонентов. Также перспективным представляется разработка и ис-

следование моделей управляемых процессов охлаждения природного газа и извлечения из него углеводородных компонентов с применением метода низкотемпературной сепарации.

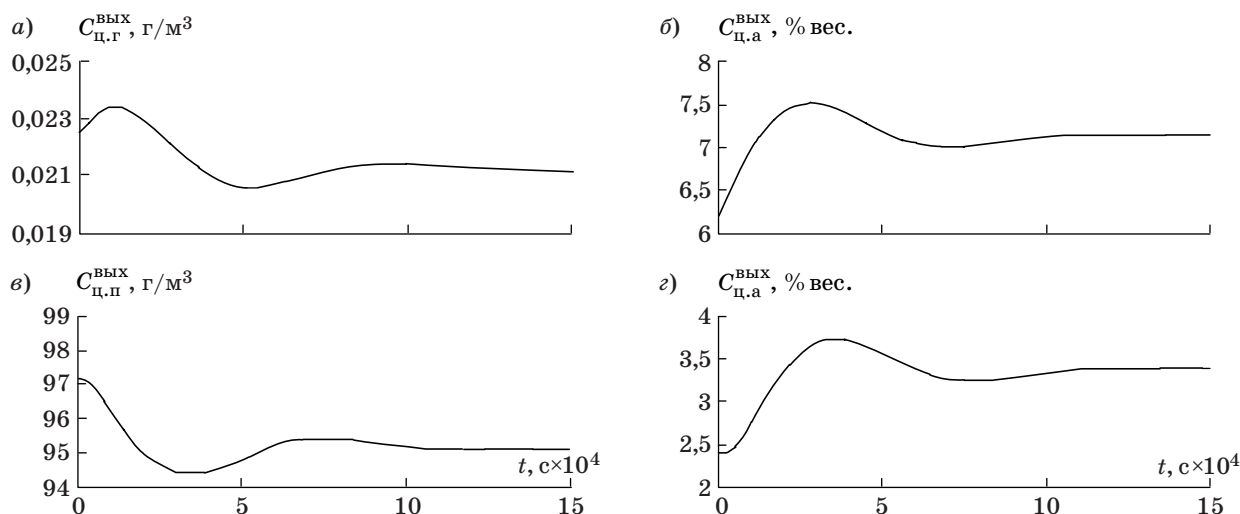
Заключение

Предложенная концептуальная модель КТС «Абсорбция — Десорбция» характеризуется разнородностью физических процессов, взаимосвязанной структурой и обоснованным выбором входных, внутренних, измеряемых и регулируемых величин, что позволяет на ее основе разрабатывать ММ управляемых процессов.

На основе обоснованно принятых допущений разработаны динамические пространственно распределенные ММ управляемых массо- и теплообменных процессов подсистем «Абсорбция газа», «Выпаривание» и «Воздушное охлаждение» КТС «Абсорбция — Десорбция», которые отличаются учетом функциональной зависимости скорости газообразной фазы от внешних (расхода, давления и температуры газа в пласте) и внутренних (температура пара в аппаратах и др.) возмущающих факторов, что позволяет адекватно управлять процессами в условиях изменения этих факторов.

Практическая ценность полученных результатов заключается в разработанных ММ управляемых массо- и теплообменных процессов абсорбционной осушки природного газа, позволяющих объяснять и прогнозировать поведение комплекса при различных внешних факторах, определяющих режимы функционирования ТП.

Применение в системе управления принципа многорежимного регулирования обеспечивает поддержание заданного качества газа в широком интервале изменения давления, температуры и расхода.



■ Рис. 6. Графики переходных процессов в абсорбере и РК по газовой/паровой (а, в) и жидкой (б, г) фазам при ступенчатом снижении скорости газа

Литература

1. Рамм В. М. Абсорбция газов. — М.: Химия, 1976. — 656 с.
2. Тараненко Б. Ф., Герман В. Т. Автоматическое управление газопромысловыми объектами. — М.: Недра, 1976. — 213 с.
3. Кафаров В. В., Глебов М. Б. Математическое моделирование основных процессов химических производств. — М.: Высш. шк., 1991. — 400 с.
4. Бутковский А. Г. Характеристики систем с распределенными параметрами. — М.: Наука, 1979. — 224 с.
5. Рапопорт Э. Я. Анализ и синтез систем автоматического управления с распределенными параметрами. — М.: Высш. шк., 2005. — 292 с.
6. Малков А. В., Першин И. М. Системы с распределенными параметрами. Анализ и синтез. — М.: Научный мир, 2012. — 476 с.
7. Ogunnaike B. A., Ray W. H. Process Dynamics, Modeling, and Control. — Oxford University Press, 1994. — 1260 p.
8. Абрамкин С. Е., Душин С. Е. Динамические модели управляемых процессов абсорбционной осушки природного газа // Приоритетные направления развития Уренгойского комплекса: сб. науч. тр. / ООО «Газпром добыча Уренгой». М.: Недра, 2013. С. 242–253.
9. Абрамкин С. Е. Анализ технологического процесса абсорбционной осушки газа как объекта управления // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2007. № 3. С. 24–31.
10. Абрамкин С. Е., Душин С. Е. Математическая модель массотеплообменных процессов технологического комплекса абсорбционной осушки газа // Материалы 6-й науч. конф. «Управление и информационные технологии» (УИТ-2010). СПб.: ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2010. С. 220–224.
11. Абрамкин С. Е., Душин С. Е., Кузьмин Н. Н. Моделирование управляемых массо- и теплообменных процессов в системе подготовки природного газа к транспортировке // Аналитическая механика, устойчивость и управление: тр. X Междунар. Четаевской конф., Казань, 2012. Т. 1. С. 3–10.
12. Абрамкин С. Е., Душин С. Е. Разработка математической модели технологического комплекса «Абсорбция — Десорбция» // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2011. № 1. С. 29–33.
13. Абрамкин С. Е., Грудяева Е. К., Душин С. Е. Система регулирования теплообменного процесса в аппарате воздушного охлаждения // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2011. Вып. 6. С. 35–40.
14. Абрамкин С. Е., Душин С. Е., Поляшова К. А. Математическая модель управляемого теплообменного процесса в испарителе // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2011. № 7. С. 32–36.
15. Абрамкин С. Е., Душин С. Е., Кузьмин Н. Н. Математические модели управляемых массо- и теплообменных процессов в технологическом комплексе систем «Абсорбция — Десорбция» // Изв. ЮФУ. Технические науки. Системный синтез и прикладная синергетика. 2011. № 6. С. 255–264.
16. Абрамкин С. Е., Душин С. Е., Наседкин А. В. Исследование математической модели массообменного процесса в ректификационной колонне // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2012. № 6. С. 30–36.
17. Абрамкин С. Е., Душин С. Е. Динамические модели управляемых процессов абсорбционной осушки природного газа // Геология, бурение, разработка и эксплуатация газовых и газоконденсатных месторождений: науч.-техн. сб. М.: Газпром экспо, 2012. № 2. С. 53–61.
18. Абрамкин С. Е., Душин С. Е. Особенности управления комплексом технологических систем «Абсорбция — Десорбция» // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2013. № 4. С. 41–47.
19. Абрамкин С. Е., Душин С. Е., Кузьмин Н. Н. Особенности управления технологическим процессом десорбции абсорбента // Проблемы автоматизации технологических процессов добычи, транспорта и переработки нефти и газа: материалы Всерос. науч.-практ. интернет-конф. Уфа: Изд-во УГНТУ, 2013. С. 66–69.
20. Абрамкин С. Е., Душин С. Е. Исследование динамической математической модели взаимосвязанных тепломассообменных процессов в ректификационной колонне // Сб. науч. тр. ООО «ТюменНИИ-гипрогаз». 2013. С. 60–68.
21. Филимонов Н. Б. Концепция многорежимного регулирования // Автоматическое управление объектами с переменными характеристиками: межвуз. сб. науч. тр. / НЭТИ. Новосибирск, 1988. С. 88–92.

UDC 681.51.011

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.41

Mathematical Modeling of Controlled Processes of Natural Gas Dehydration

Dushin S. E.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, dushins@yandex.ru

Abramkin S. E.^a, PhD, Tech., Assistant Professor, abrsergey@yandex.ru

^aSaint-Petersburg State Electrotechnical University «LETI», 5, Prof. Popov St., 197376, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: Working out dynamic mathematical models of controlled processes of natural gas dehydration. **Results:** The conceptual model of heat and mass transfer processes which performs the complex of technological systems «Absorption — Desorption» as an object of control. There are provided and described mathematical models of the controlled mass transfer processes in a packed-type absorber as well as the transfer processes in an evaporator and in a cooling unit. Such features of the models as adoption of assumptions, spatial distribution of the values and taking into account the functional dependence of the gaseous phase on internal and external disturbing factors, — all this helps to control adequately the processes when the conditions of those factors are changed. A multi-mode control for simulated processes is offered. **Practical relevance:** These mathematical models of controllable mass and heat exchange processes of natural gas dehydration by absorption allow to explain and to predict the behavior of complex technological systems for complex gas preparation at various operation modes. The use of multi-mode control provides maintenance of a permanent gas quality in a wide range of pressure, temperature and flow changes.

Keywords — Natural Gas Dehydrating by Absorption, Desorption, Mass Transfer, Heat Transfer, Mathematical Modeling, Conceptual Model, Partial Differential Equation, Controlled Technological Process, Multimodal Control.

References

- Ramm V. M. *Absorbtsiia gazov* [Absorption of Gases]. Moscow, Khimiia Publ., 1976. 656 p. (In Russian).
- Taranenko B. F., German V. T. *Avtomaticheskoe upravlenie gazopromyslovymi ob'ektami* [Automatic Control of Gas Production Works]. Moscow, Nedra Publ., 1976. 213 p. (In Russian).
- Kafarov V. V., Glebov M. B. *Matematicheskoe modelirovanie osnovnykh protsessov khimicheskikh proizvodstv* [Mathematical Modeling of Basic Processes of Chemical Production]. Moscow, Vysshaia shkola Publ., 1991. 400 p. (In Russian).
- Butkovskii A. G. *Kharakteristiki sistem s raspredelennymi parametrami* [Features of Distributed Parameter Systems]. Moscow, Nauka Publ., 1979. 224 p. (In Russian).
- Rapoport E. Ia. *Analiz i sintez sistem avtomaticheskogo upravleniia s raspredelennymi parametrami* [Analysis and Synthesis of Automatic Control Systems with Distributed Parameters]. Moscow, Vysshaia shkola Publ., 2005. 292 p. (In Russian).
- Malkov A. V., Pershin I. M. *Sistemy s raspredelennymi parametrami. Analiz i sintez* [Systems with the Distributed Parameters. Analysis and Synthesis]. Moscow, Nauchnyi mir Publ., 2012. 476 p. (In Russian).
- Ogunnaike B. A., Ray W. H. *Process Dynamics, Modeling, and Control*. Oxford University Press, 1994. 1260 p.
- Abramkin S. E., Dushin S. E. Dynamic Models of Controlled Processes of Natural Gas Dewatering. In: *Prioritetnye napravleniia razvitiia Urengoi'skogo kompleksa* [Priority Lines of Development of the Urengoy's Complex]. Moscow, Nedra Publ., 2013, pp. 242–253 (In Russian).
- Abramkin S. E. Analysis of Technological Process of the Absorption Gas Dewatering as a Control Object. *Izvestiia SPbGETU "LETI"*, 2007, no. 3, pp. 24–31 (In Russian).
- Abramkin S. E., Dushin S. E. Mathematical Model of the Mass and Heat Transfer Processes in the Technological Complex of Absorption Gas Dehydration. *Materialy 6 nauchnoi konferentsii "Upravlenie i informatsionnye tekhnologii" (UIT-2010)* [Proc. 6th Sci. Conf. "Control and Information Technology"]. Saint-Petersburg, 2010, pp. 220–224 (In Russian).
- Abramkin S. E., Dushin S. E., Kuz'min N. N. Modelling of Controlled Mass- and Heat Transfer Processes in the System of Preparing Natural Gas for Transportation. *Trudy X Mezhdunarodnoi Chetaevskoi konferentsii "Analiticheskai mekhanika, ustoiichivost' i upravlenie"* [Proc. X Int. Chetaevskoi Conf. "Analytical Mechanics, Stability and Control"]. Kazan', 2012, vol. 1, pp. 3–10 (In Russian).
- Abramkin S. E., Dushin S. E. Development of Mathematical Model of the Technological Complex "Absorption-Desorption". *Izvestiia SPbGETU "LETI"*, 2011, no. 1, pp. 29–33 (In Russian).
- Abramkin S. E., Grudieva E. K., Dushin S. E. The Control System of Process of the Heat Exchange Inside Aerial Condenser. *Izvestiia SPbGETU "LETI"*, 2011, no. 6, pp. 35–40 (In Russian).
- Abramkin S. E., Dushin S. E., Poliashova K. A. Mathematical Model of the Control Heat Exchange Process in Evaporator. *Izvestiia SPbGETU "LETI"*, 2011, no. 7, pp. 32–36 (In Russian).
- Abramkin S. E., Dushin S. E., Kuz'min N. N. The Mathematical Model of the Controlled Mass and Heat Transfer Processes in the Complex of Technological Systems "Absorption-Desorption". *Izvestiia IuFU*, 2011, no. 6, pp. 255–264 (In Russian).
- Abramkin S. E., Dushin S. E., Nasedkin A. V. Mathematical Model of the Mass Exchange Processes in Rectifying Column. *Izvestiia SPbGETU "LETI"*, 2012, no. 6, pp. 30–36 (In Russian).
- Abramkin S. E., Dushin S. E. Dynamic Models of the Controlled Processes of Natural Gas Absorption Dewatering. *Geologiya, buroenie, razrabotka i ekspluatatsiia gazovykh i gazokondensatnykh mestorozhdenii*. Moscow, Gazprom eksplo Publ., 2012, no. 2, pp. 53–61 (In Russian).
- Abramkin S. E., Dushin S. E. Peculiarities of Control of Complex Technological Systems "Absorption-Desorption". *Izvestiia SPbGETU "LETI"*, 2013, no. 4, pp. 41–47 (In Russian).
- Abramkin S. E., Dushin S. E., Kuz'min N. N. Special Features of the Control over Process of the Absorbent Desorption. *Materialy Vserossiiskoi nauchno-prakticheskoi internet-konferentsii "Problemy avtomatizatsii tekhnologicheskikh protsessov dobychi, transporta i pererabotki nefi i gaza"* [Proc. All-Russian Sci. and Pract. Internet-Conf. "Problems of Automation of the Technological Processes of Mining, Transportation and Processing of Oil and Gas"]. Ufa, 2013, pp. 66–69 (In Russian).
- Abramkin S. E., Dushin S. E. Study of Dynamic Mathematical Model of Interdependent Heat and Mass Transfer Processes in a Rectifying Column. *Sbornik nauchnykh trudov OOO "TiumenNIIgiprogaz"*, Tiumen', 2013, pp. 60–68 (In Russian).
- Filimonov N. B. A Concept of Multi-mode Control. *Avtomaticheskoe upravlenie ob'ektami s peremennymi kharakteristikami*. Novosibirsk, NETI Publ., 1988, pp. 88–92 (In Russian).

НЕСТАЦИОНАРНЫЕ МОДЕЛИ СТРАТЕГИЙ ИСПЫТАНИЙ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ ПРИ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ПАРАМЕТРАХ ОБНАРУЖЕНИЯ ОШИБОК

А. Д. Хомоненко^а, доктор техн. наук, профессор

А. И. Данилов^б, канд. техн. наук, доцент

А. А. Данилов^в, ведущий инженер-программист

^аПетербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I, Санкт-Петербург, РФ

^бВоенно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, РФ

^вЗАО «Нокиа Солюшенз энд Нетвокс», Санкт-Петербург, РФ

Постановка проблемы: современные стандарты разработки программных средств требуют планировать сроки и ресурсы, необходимые для успешной реализации проектов. Важным аспектом проектов являются работы по обеспечению заданных показателей качества разрабатываемых программных средств. Моделирование процессов испытаний программных средств позволяет планировать ресурсы и финальное качество на ранних этапах реализации проектов. Известные модели испытаний программных средств не учитывают вероятностный характер нахождения и исправления ошибок. Модели строятся на результате двоичной классификации модулей программных средств на потенциально приводящие к отказу с вероятностью, равной единице, и надежные. **Цель исследования:** усовершенствование существующих моделей испытаний программных средств с учетом вероятностного характера процессов поиска и устранения ошибок. **Результаты:** разработаны три динамические модели процессов (стратегий) испытаний программных средств, в которых предусматривается использование вероятностей обнаружения ошибок для каждого программного модуля. Для всех стратегий испытаний построены модифицированные размеченные графы и системы дифференциальных уравнений. Найдены численные решения систем дифференциальных уравнений, вероятностные показатели процессов испытаний: вероятности пребывания системы во всех состояниях, функции распределения времени обнаружения и устранения ошибок, математические ожидания случайных величин, количество обнаруженных и устраненных ошибок. Проведено сравнение стратегий по показателям качества. Разработанные модели позволяют использовать оценки надежности для каждого модуля в отдельности. Это повышает точность моделирования процессов отладки программ и позволяет учитывать состоятельность (мощность) тестов, искать пути повышения характеристик надежности программных средств путем формирования тестов, обнаруживающих ошибки с высокой вероятностью.

Ключевые слова — модель, программные средства, ошибка, вероятность, стратегия испытаний, граф.

Введение

Сокращение сроков и затрат на разработку программных средств (ПС) и обеспечение их качества (надежности) могут быть достигнуты не только за счет применения более совершенных технологий, сред разработки и средств автоматизации тестирования (отладки), но и путем грамотного и эффективного планирования проведения работ и разделения ресурсов при разработке (испытании) ПС.

Для решения поставленных задач могут быть использованы средства математического моделирования надежности ПС и процессов их разработки (испытаний). К настоящему времени создано большое количество различных моделей для оценивания и предсказания надежности ПС на различных этапах их жизненного цикла. Подробный обзор и описание таких моделей приведены в работах [1–4]. С методической точки зрения эти модели надежности подразделяют на три класса: эмпирические, статистические и вероятностные. В рамках каждого класса модели надежности могут отличаться применимостью на различных фазах и стадиях жизнен-

ного цикла ПС и определяемыми показателями надежности.

Эмпирические модели являются наиболее простыми. Они основаны на анализе накопленной информации о функционировании разработанных ПС (модель М. Холстеда, модель фирмы IBM). В то же время эмпирические модели достаточно грубы. Часто ошибки в расчетах различаются примерно на порядок с фактическими результатами. Кроме того, эти модели оперируют только с понятием корректности ПС, определяемой числом программных ошибок, но не отражают динамики вычислительного процесса при эксплуатации средств вычислительной техники.

В статистических моделях оценка числа ошибок в ПС связывается с числом ошибок в ней пропорциональными соотношениями, определяемыми простыми статистическими методами на основе интуитивных допущений. При этом не формулируется никаких предположений о законах распределения случайных величин, а источником информации является только исследуемое ПС (модели Миллса, Коркорэна, Бейзина, Б. Руднера и др.). Основная область их использования — завершающие стадии фазы разработки ПС.

Наиболее представительная группа моделей — вероятностные. В нее включены наиболее сложные модели, описывающие случайные процессы обнаружения и проявления программных дефектов или ошибок. Они основаны на описании случайных процессов появления ошибок и характеризуют процесс отладки. В состав параметров моделей входит исходное спрогнозированное число ошибок N , и поэтому модели описывают только свойство корректности. Обобщенная вероятностная модель основана на том, что в зависимости от времени отладки или испытаний скорость выявления ошибок уменьшается (модели Дж. Муса, Л. И. Волкова, Э. Нельсона, Джелинского — Моранды, Ямады — Охбы — Осаки, S -образные модели роста надежности и др.).

Следовательно, все эти модели в совокупности обладают рядом недостатков, ограничивающих их использование: модели не обладают достаточной общностью; описывают процессы обнаружения, но не устранения ошибок, что делает невозможным их применение собственно для планирования испытаний; модели, представленные в работах [2, 3], не учитывают вероятностный характер обнаружения ошибок и состоятельность (мощность) используемых тестов.

Целью настоящей работы является разработка динамических моделей процессов (стратегий) испытаний (тестирования и исправления ошибок) ПС, в которых предусматривается возможность учитывать вероятностные параметры обнаружения ошибок при тестировании программ или состоятельность используемых тестов. Названные параметры обнаружения ошибок и состоятельность используемых тестов могут быть определены, к примеру, с помощью подходов, рассмотренных в работе [5].

При задании исходных данных для динамических моделей процессов испытаний ПС распространенным подходом является использование собранной статистики уже завершенных проектов. Для учета особенностей конкретного проекта широко применяются различные программные метрики, характеризующие программный продукт (его структуру, сложность, интерфейсы, факторы разработки и др.). Так, с точки зрения современного объектно-ориентированного программирования целесообразно использовать наборы метрик Чайдамбера — Кемерера и Бансия — Дэвиса [6–8] (длина наибольшего пути иерархии наследования, взвешенное количество методов класса, количество классов-наследников и др.). Значения метрик собираются из документов проектирования — диаграмм универсального языка моделирования UML. На основе полученных метрик решается задача классификации модулей. Так, вероятность наличия ошибки в модуле ω_i можно оценить с помощью

логистической регрессии и выразить формулой [6, 7]

$$\omega_i = 1 / \left(1 + e^{-(\beta_0 + \sum \beta_j x_j)} \right), \quad (1)$$

где x_j — значение метрики сложности; β_j — коэффициент, который находится методом максимального правдоподобия.

По принятому в работах [2, 3] подходу модели строятся на результате двоичной классификации модулей ПС на классы: потенциально приводящих к отказу ($\omega_i = 1$) и надежных ($\omega_i = 0$). Новизна предлагаемых моделей заключается в отказе от двоичной классификации модулей и использовании в них оценки надежности для каждого модуля.

Модели испытаний программных средств

В работе [9] рассмотрена нестационарная модель операции по испытанию отдельного программного модуля, содержащего единственную ошибку, которую с определенными вероятностями можно найти и исправить или отсутствие которой можно подтвердить. На базе этой модели предложены четыре обобщенные модели процессов (стратегий) испытаний ПС, детальное описание и экспериментальное исследование из которых получила только одна (базовая) модель с одновременным поиском и исправлением ошибок (тестирование во время исправления ошибок не приостанавливается).

Рассмотрим три стратегии распределения времени и ресурсов между этапами тестирования и исправления найденных ошибок.

Распределения временных интервалов между моментами обнаружения ошибок во время тестирования описываются экспоненциальными законами. Предполагается, что ПС могут содержать не более N ошибок, которые обнаруживаются с интенсивностями $\{\omega_1 \lambda_1, \omega_2 \lambda_2, \dots, \omega_N \lambda_N\}$, зависящими от номера ошибки и значений соответствующих вероятностей их обнаружения. В случае подтверждения отсутствия ошибки осуществляется переход по соответствующим дугам с интенсивностями $\{(1 - \omega_1) \lambda_1, (1 - \omega_2) \lambda_2, \dots, (1 - \omega_N) \lambda_N\}$. На рис. 1–3 используются обозначения $(1 - \omega_i) = \omega_i$. Время устранения всех обнаруженных ошибок распределено по экспоненциальному закону с интенсивностью μ .

Стратегия 1. Этап тестирования продолжается, пока не будут определены все отсутствующие и обнаружены имеющиеся ошибки. Затем выявленные ошибки исправляются.

Представим процессы обнаружения и исправления ошибок марковским процессом с дискретным множеством состояний и непрерывным временем. Диаграмма (размеченный граф) состояний и переходов таких процессов представлена на рис. 1.

Состояния (i, j) такой системы в каждый момент времени будем характеризовать количест-

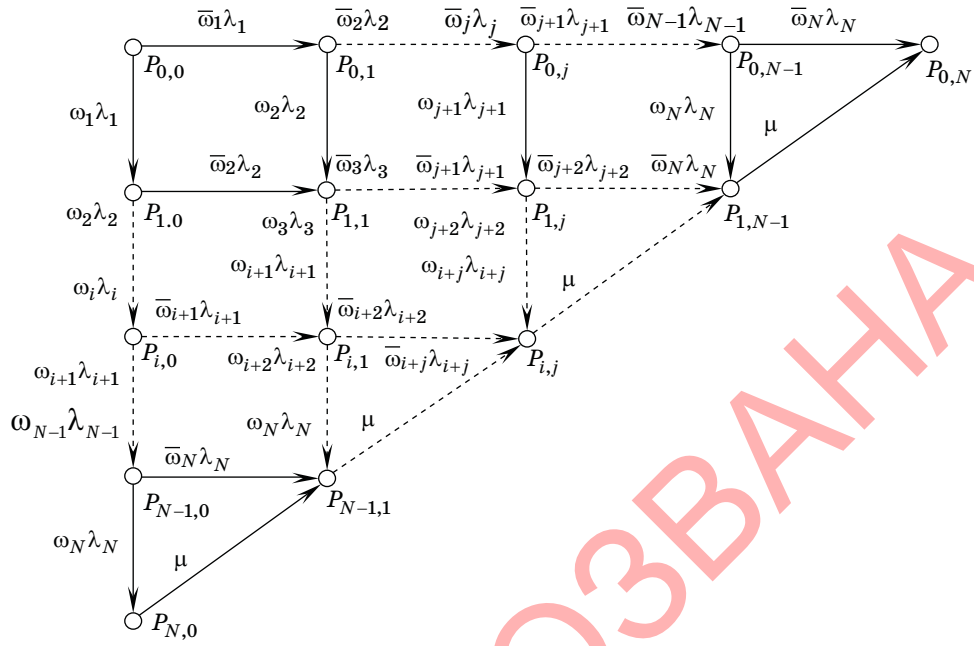


Рис. 1. Граф переходов для стратегии 1

вом обнаруженных, но еще не исправленных ошибок i и числом устраненных (сумма отсутствующих и исправленных ошибок) j ($i, j = 0, 1, \dots, N$). Вероятности пребывания системы в этих состояниях обозначим $P_{i,j}(t)$.

Переход системы из состояния (i, j) в состояние $(i+1, j)$ означает, что при тестировании была обнаружена $(i+j+1)$ -я ошибка. Переход из состояния (i, j) в состояние $(i, j+1)$ означает, что при тестировании подтверждено отсутствие ошибки. Для последних состояний в каждом столбце графа переход системы из состояния (i, j) в состояние $(i-1, j+1)$ означает, что была исправлена $(j+1)$ -я обнаруженная ошибка.

В таком представлении общее число состояний системы вычисляется по формуле

$$N_c = (N+1)(N+2)/2. \quad (2)$$

Процессы в рассматриваемой марковской цепи описываются системой из N_c дифференциальных уравнений

$$\begin{aligned} \frac{dP_{i,j}(t)}{dt} = & \delta(i)P_{i-1,j}(t)\omega \times; \\ & \times \lambda_{i+j} - \delta(N-i-j)P_{i,j}(t)\lambda_{i+j+1} + \\ & + \delta(j)P_{i,j-1}(t)(1-\omega_{i+j})\lambda_{i+j} + \\ & + \delta((i+j+1-N)j)P_{i+1,j-1}(t)\mu - \\ & - \delta((i+j+1-N)i)P_{i,j}(t)\mu, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\delta(m) = \begin{cases} 1, & \text{если } m > 0 \\ 0, & \text{если } m \leq 0 \end{cases}$ — функция Хэвисайда;

$i = 0, 1, \dots, N; j = 0, 1, \dots, N-i$.

Для каждого момента времени t должно соблюдаться условие нормировки вида $\sum_{i=0}^N \sum_{j=0}^{N-i} P_{i,j}(t) = 1$. Задав начальные условия к системе уравнений в виде

$$P_{i,j}(0) = \begin{cases} 1, & \text{если } i+j=0; \\ 0, & \text{если } i+j \neq 0, \end{cases}$$

можно найти численное решение соответствующей задачи Коши для произвольного значения времени t .

Используя решение предложенной системы (3), можно получить ряд важных вероятностных показателей процесса испытаний и состояния ПС (так же, как и для базовой модели).

Вероятность того, что в процессе испытаний было найдено ровно i ошибок, представляет собой сумму найденных, но не исправленных и устраненных ошибок:

$$R_i(t) = \sum_{j=0}^i P_{i-j,j}(t), \quad i = \overline{0, N}. \quad (4)$$

Тогда математическое ожидание числа найденных ошибок вычисляется по формуле

$$N_R(t) = \sum_{i=1}^N i R_i(t). \quad (5)$$

Вероятность того, что в процессе испытаний было устранено (исправлено или отсутствовало) ровно j ошибок, может быть вычислена по формуле

$$P_j(t) = \sum_{i=0}^{N-j} P_{i,j}(t), \quad j = \overline{0, N}. \quad (6)$$

Математическое ожидание числа устраненных ошибок

$$N_P(t) = \sum_{j=1}^N jP_j(t). \quad (7)$$

Соответственно, среднее число $N_{RL}(t)$ ошибок, не обнаруженных к моменту времени t , и среднее число $N_{PL}(t)$ ошибок, не устраненных к моменту времени t , определяются по формулам

$$N_{RL} = N - N_R(t); \quad (8)$$

$$N_{PL} = N - N_P(t). \quad (9)$$

Вероятность безотказной работы в течение интервала τ после испытаний в течение времени t

$$P(t, \tau) = 1 - \sum_{j=0}^{N-1} R_j(t) (1 - e^{-\lambda_{i+1}\tau}). \quad (10)$$

Функция распределения времени устранения не менее i ошибок

$$F_i(t) = \sum_{l=i}^N P_l(t), i = \overline{0, N}. \quad (11)$$

Модель позволяет оценить время отладки, которое требуется, чтобы устранить $N_{тр}$ ошибок с заданной вероятностью $P_{тр}$, как

$$T_{N_{тр}, P_{тр}} = t | F_{N_{тр}}(t) \geq P_{тр}. \quad (12)$$

Стратегия 2. Этап тестирования продолжается, пока не будет обнаружена ошибка или не определено отсутствие очередной ошибки. После обнаружения ошибки тестирование приостанавливается, ошибка исправляется. После исправления ошибки или ее необнаружения вновь начинается тестирование. Диаграмма (размеченный граф) переходов, представляющая данную стратегию отладки, представлена на рис. 2. Количество состояний такой системы $N_c = 2N + 1$.

Система дифференциальных уравнений (2) примет соответствующий вид:

$$\begin{aligned} \frac{dP_{i,j}(t)}{dt} = & -\delta(N-j-Ni)P_{i,j}(t)\lambda_{j+1} + \\ & + \delta(i)[P_{i-1,j}(t)\omega_{j+1}\lambda_{j+1} - P_{i,j}(t)\mu_{j+1}] + \\ & + \delta(j(1-i))[P_{i+1,j-1}(t)\mu_j + P_{i,j-1}(t)(1-\omega_j)\lambda_j], \end{aligned} \quad (13)$$

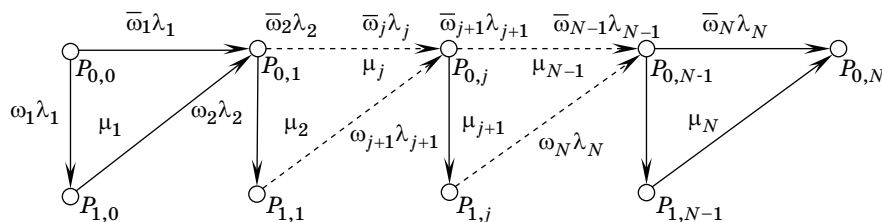
где $i = 0, 1; j = 0, 1, \dots, N-i$.

Отметим, что при этой стратегии, кроме однородного показательного распределения интервалов времени исправления найденных ошибок (μ постоянно), допускается процесс, при котором μ зависит от номера обнаруженной ошибки, что и отражено на рис. 2 и в системе дифференциальных уравнений (13).

Характерной особенностью процессов отладки ПС является наличие в них ошибок, исправление которых является условием для отыскания и устранения последующих ошибок. Для моделирования таких процессов испытаний необходимо рассмотреть стратегию, отличную от стратегии 1 наличием двух и более пакетов ошибок (стратегия 3). Не нарушая общности рассуждений, ограничимся двумя пакетами ошибок. Обоснуем это допущение ссылками на источники. Так, в работах [1, 10] все дефекты в программах делятся на явные и неявные, а все ошибки делятся на первичные и вторичные. «При отладке и тестировании программ обычно сначала обнаруживаются вторичные ошибки, т. е. последствия и результаты проявления некоторых исходных дефектов, которые следует квалифицировать как первичные ошибки (по причине вложенных аномалий). Локализация и корректировка первичных ошибок приводят к устранению ошибок, первоначально обнаруживаемых в результатах функционирования программ» [10].

В модели Ямады — Нарихиса — Охтера [1] ошибки также делятся на два вида. К ошибкам первого вида относятся легко обнаруживаемые ошибки. К ошибкам второго вида относятся трудно обнаруживаемые ошибки.

Стратегия 3. Этап тестирования продолжается, пока не будет обнаружено или подтверждено отсутствие N_x первичных ошибок вместе взятых (ошибок первого, блокирующего пакета). После этого тестирование приостанавливается, обнаруженные первичные ошибки полностью исправляются с интенсивностями μ_1 . Затем таким же образом отладка продолжается для вторичных ошибок (второго пакета), а исправление найденных ошибок осуществляется с интенсивностями μ_2 . Размеченный граф, моделирующий стратегию 3 отладки, представлен на рис. 3.



■ Рис. 2. Граф переходов для стратегии 2

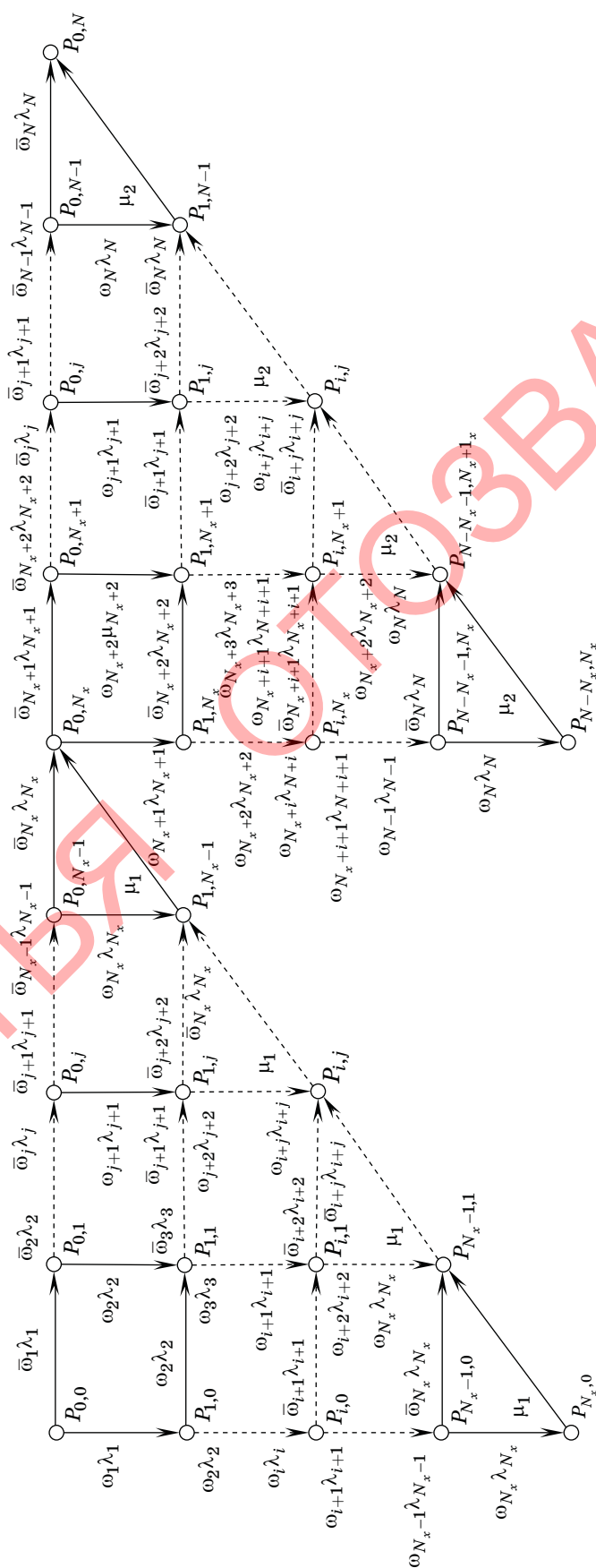


Рис. 3. Граф переходов для стратегии 3

Количество состояний такой системы

$$N_c = ((N_x + 1)(N_x + 2)/2 + (N - N_x + 1)(N - N_x + 2)/2) - 1. \quad (14)$$

Система дифференциальных уравнений, описывающих данный размеченный граф, в общем виде может быть представлена как

$$\begin{aligned} \frac{dP_{i,j}(t)}{dt} = & \delta(N_x + 1 - i - j) [\delta(i)P_{i-1,j}(t)\omega_{i+j}, \lambda_{i+j} - \\ & - \delta(N_x - i - j)P_{i,j}(t)\lambda_{i+j+1} + \delta(j)P_{i,j-1}(t)(1 - \omega_{i+j})\lambda_{i+j} + \\ & + \delta(i + j + 1 - N_x) [\delta(j)P_{i+1,j-1}(t)\mu_1 - \delta(i)P_{i,j}(t)\mu_1]] + \\ & + \delta(j + 1 - N_x) [\delta(j - N_x)P_{i,j-1}(t)(1 - \omega_{i+j})\lambda_{i+j} + \\ & + \delta(j + 1 - N) [\delta(N - N_x - i)P_{i+1,j-1}(t)\mu_2 - \\ & - \delta(i)P_{i,j}(t)\mu_2] + \delta(i)P_{i-1,j}(t)\omega_{i+j})\lambda_{i+j} - \\ & - \delta(N - i - j)P_{i,j}(t)\lambda_{i+j+1}]. \end{aligned} \quad (15)$$

Базовую модель [9] можно рассматривать в качестве стратегии 0, так как тестирование и исправление ошибок в этом случае идет параллельно (тестирование во время исправления ошибок не приостанавливается).

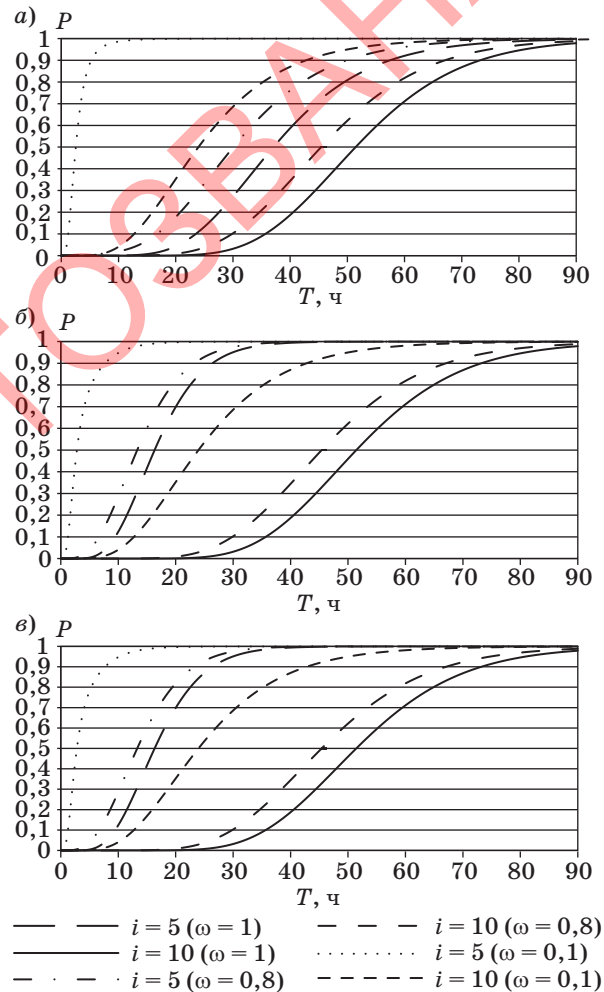
Вычислительный эксперимент

Предложенные модели позволяют не только рассчитать показатели надежности ПС, представленные формулами (4)–(12) для каждой стратегии в отдельности, но и выработать практические рекомендации по организации испытаний программ с целью улучшить характеристики процессов поиска и устранить ошибки. Этого можно достичь сравнением и выбором лучшей для заданного показателя качества стратегии испытаний.

Для иллюстрации таких возможностей моделей приведем результаты расчета некоторых показателей процесса испытаний и состояния ПС. Для всех моделей (стратегий) расчет выполнен при следующих исходных данных. Предполагается, что изначально в ПС содержится $N = 10$ ошибок со средними длительностями интервалов времени тестирования, соответственно равными 0,3; 0,3; 0,3; 0,7; 0,7; 1; 2; 3; 5; 10 ч. Длительность интервала времени исправления ошибок равна 3 ч. Значения вероятностей обнаружения ошибок ω_i , $i = 0, 1, \dots, N$ указываются непосредственно на графиках и в таблицах, так как этот параметр для данной работы наиболее интересен. На рис. 4, а–в представлены графики функций распределения времени устранения не менее i ($i = 5, 10$) ошибок для моделей (стратегий) 1, 2, 3 соответственно. С их помощью можно оценить время отладки $T_{N_{тр}, P_{тр}}$, которое требуется

для устранения заданного количества ошибок $N_{тр}$ с заданной вероятностью $P_{тр}$ по формуле (12). Время $T_{N_{тр}, P_{тр}}$ исправления всех ошибок не зависит от выбора стратегии отладки, но зависит от значения вероятностей обнаружения ошибок ω_i , $i = 0, 1, \dots, N$. Пример такой оценки приведен в табл. 1.

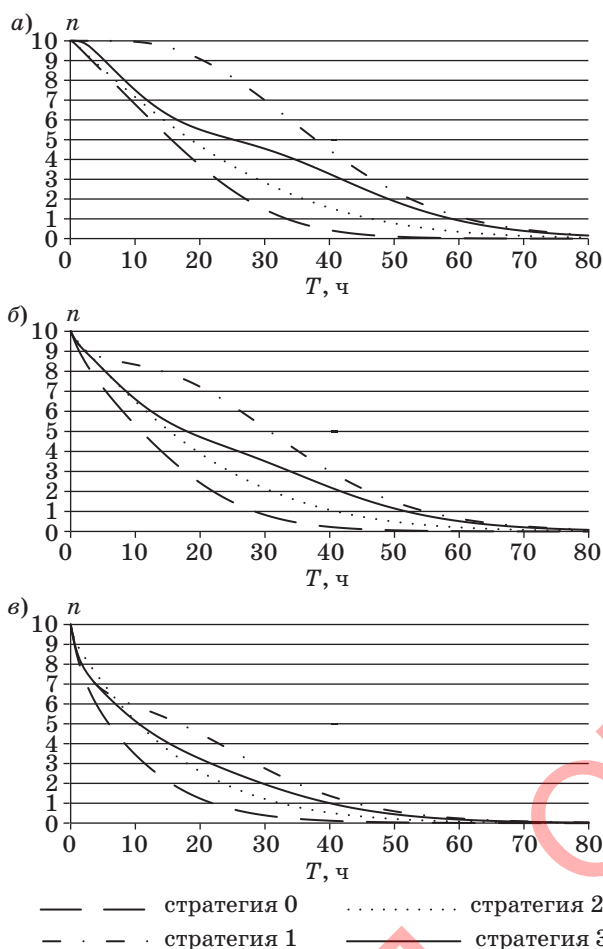
Проведено сравнение стратегий по среднему числу n неустраненных ошибок (рис. 5, а–в) при



■ Рис. 4. Функции распределения времени для стратегии 1 (а), 2 (б) и 3 (в) ($N_x = 5$)

■ Таблица 1. Расчет времени отладки по вероятности отсутствия ошибок

Вероятность $P_{тр}$ отсутствия ошибки	Требуемое время отладки $\tau_{тр}$, ч, при вероятности обнаружения ошибок		
	$\omega_i = 1$	$\omega_i = 0,8$	$\omega_i = 0,1$
0,8	64,9	58,8	35,4
0,9	73,6	67,1	42,9
0,95	81,0	74,7	50,0
0,98	89,9	84,5	59,4



■ **Рис. 5.** Сравнение стратегий при $\omega_i = 1$ (а), $\omega_i = 0,8$ (б) и $\omega_i = 0,5$ (в)

значения вероятностей их обнаружения $\omega_i = 1; 0,8; 0,5$, $i = 0, 1, \dots, N$, соответственно. Эти графики могут использоваться для расчета числа не устраненных в программе ошибок к моменту времени t с момента начала отладки. Пример такого расчета приведен в табл. 2.

Представленные результаты дают наглядную картину того, как соотносятся между собой рассмотренные стратегии отладки ПС по приведенным показателям и как влияют на эти показатели значения вероятностей обнаружения ошибок. Окончательный выбор модели для оценивания характеристик надежности исследуемых ПС производится как с учетом особенностей конкретной стадии их жизненного цикла, так и с учетом вычислительных, экономических, временных, квалификационных и других возможностей пользователей и разработчиков.

Обратим внимание на устойчивость решения построенных дифференциальных уравнений марковского процесса. Решение уравнений для всех вариантов стратегий, как и в работах [11–13], выполнялось методом Рунге — Кутты. При этом

■ **Таблица 2.** Расчет числа ошибок, не устраненных при отладке

Время t , ч	Среднее число неустраненных ошибок			
	Стратегия 0	Стратегия 1	Стратегия 2	Стратегия 3 ($N_x = 5$)
Вероятность обнаружения ошибок $\omega_i = 1$				
10	6,7	9,9	7,1	7,5
20	3,6	9,0	4,6	5,5
40	0,4	4,4	1,5	3,2
60	0,0	1,1	0,3	0,9
80	0,0	0,2	0,0	0,2
Вероятность обнаружения ошибок $\omega_i = 0,8$				
10	5,2	8,3	6,4	6,5
20	2,4	7,1	3,8	4,7
40	0,2	3,0	1,0	2,2
60	0,0	0,6	0,2	0,5
80	0,0	0,0	0,0	0,0
Вероятность обнаружения ошибок $\omega_i = 0,5$				
10	3,4	5,9	5,1	5,1
20	1,2	4,4	2,5	3,2
40	0,1	1,3	0,5	1,0
60	0,0	0,2	0,0	0,2
80	0,0	0,0	0,0	0,0

обеспечивались достаточно приемлемые характеристики устойчивости решения, обусловленные тем, что при используемом методе нумерации состояний соответствующие матрицы состояний являются нижними треугольными. Особенности программной реализации численно-аналитического метода решения систем дифференциальных уравнений для моделей нестационарных систем обслуживания, в том числе с позиций обеспечения устойчивости, рассматриваются в статье [14].

Заключение

Использование в предложенных моделях оценки надежности для каждого модуля, с одной стороны, повышает точность моделирования процессов отладки ПС. С другой стороны, достоинством предложенных моделей, в отличие от известных, является то, что они позволяют учитывать состоятельность (мощность) тестов, используемых для отладки ПС, т. е. предполагают различную степень доверия к различным тестам. Это, в свою очередь, позволяет искать пути повышения характеристик надежности ПС путем формирования тестов, обнаруживающих ошибки с высокой вероятностью. Предложенные модели целесообразно

использовать для оценивания текущего уровня показателей процесса испытаний (состояния надежности) ПС и прогнозирования динамики их изменения в процессе испытаний на различных этапах жизненного цикла. На этапе проектирования могут быть получены первые грубые прогнозы показателей процесса испытаний и состояния ПС на основе рассчитанных к этому моменту характеристик сложности проекта и статистики о процессе обнаружения и исправления ошибок, собранных ранее при разработке подобных про-

ектов. Такая оценка может быть уточнена позже на этапе испытания ПС, когда уже получены более точные данные о вероятностях обнаружения, распределении интервалов времени обнаружения и исправления программных ошибок.

Предложенные нестационарные модели позволяют выбрать наилучшую стратегию испытаний ПС исходя из наличия или отсутствия необходимых ресурсов, времени и статистических данных, распределить работы групп тестеров и разработчиков.

Литература

1. Смагин В. А. Основы теории надежности программного обеспечения. — СПб.: ВКА им. А. Ф. Можайского, 2009. — 355 с.
2. Бубнов В. П., Сафонов В. И. Разработка динамических моделей нестационарных систем обслуживания. — СПб.: Лань, 1999. — 64 с.
3. Тырва А. В., Хомоненко А. Д. Метод планирования тестирования сложных программных комплексов на этапах проектирования и разработки // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2009. Т. 4. № 82. С. 125–131.
4. Бубнов В. П., Тырва А. В., Хомоненко А. Д. Обоснование стратегии отладки программ на основе нестационарной модели надежности // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2010. Т. 2. № 97. С. 85–92.
5. Карпов Ю. Г. Model Checking. Верификация параллельных и распределенных программных систем. — СПб.: БХВ-Петербург, 2010. — 560 с.
6. Chidamber S. R., Kemerer C. F. A Metrics Suite for Object Oriented Design // IEEE Transactions on Software Engineering. 1994. Vol. 20. Iss. 6. P. 476–493.
7. El-Emam K., Melo W., Machado J.C. The Prediction of Faulty Classes Using Object-oriented Design Metrics // Journal of Systems and Software. 2001. Vol. 56. P. 63–75.
8. Basili V. R., Briand L. C. A Validation of Object-oriented Design Metrics as Quality Indicators // IEEE Transactions on Software Engineering. 1996. Vol. 22. Iss. 10. P. 751–761.
9. Данилов А. И., Данилов А. А. Нестационарные модели процессов испытаний программных средств в условиях риска // Вторая Всерос. науч.-практ. конф. «Современные проблемы создания и эксплуатации вооружения, военной и специальной техники»: сб. ст. — СПб., 2014. С. 199–202.
10. Липаев В. В. Надежность программного обеспечения АСУ. — М.: Энергоиздат, 1981. — 247 с.
11. Новиков И. С. Методы расчета количественных показателей надежности сложных программных комплексов на стадии проектирования и разработки // Тр. СПИИРАН. 2008. Вып. 6. С. 86–111.
12. Bubnov V. P., Tyrva A. V., Khomonenko A. D. Model of Reliability of the Software with Coxian Distribution of Length of Intervals between the Moments of Detection of Errors // Proc. of 34th Annual IEEE Computer Software and Applications Conf. (COMPSAC 2010), Seoul, Korea, 19–23 July 2010. P. 238–243.
13. Bubnov V. P., Khomonenko A. D., Tyrva A. V. Software Reliability Model with Coxian Distribution of Length of Intervals between Errors Detection and Fixing Moments // Proc. of 35th Annual IEEE Computer Software and Applications Conf. Workshops (COMPSACW 2011), Munich, 18–22 July 2011. P. 310–314.
14. Бубнов В. П., Еремин А. С., Сергеев С. А. Особенности программной реализации численно-аналитического метода расчета моделей нестационарных систем обслуживания // Тр. СПИИРАН. 2015. № 1(38). С. 218–232.

UDC 004.052.42

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.50

Non-stationary Models of Software Testing Strategies with Probabilistic Parameters for Fault Detection

Khomonenko A. D.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, komon@mail.ru

Danilov A. I.^b, PhD Tech., Associate Professor, Andrey.Danilov.aad@mail.ru

Danilov A. A.^c, Senior Software Engineer, Andrey.Danilov.aad@mail.ru

^aPetersburg Transport State University, 9, Moskovsky Pr., 190031, Saint-Petersburg, Russian Federation

^bA. F. Mozhaiskii Military Space Academy, 13, Zhdanovskaia St., 197198, Saint-Petersburg, Russian Federation

^cSaint-Petersburg Nokia Solutions and Networks, 12, Sedova St., 192019, Saint-Petersburg, Russian Federation

Problem definition: The modern software development standards demand to specify the schedule and resources for successful project implementation. An important aspect is providing the predefined quality level of the software. Modeling of software testing helps to plan the resources and final quality at early stages of the project execution. The available software testing models do not take into account the probabilistic nature of error detection and resolution. Usually models are based on a binary classification of software modules which are divided into three classes: potentially faulty, definitely faulty and fault-free ones. **Purpose:** The existing software testing models should be improved taking into account the probabilistic nature of error detection and resolution. **Results:** Three dynamic models of processes (strategies) are developed for software testing, using error detection probability for each software module. For each strategy, modified labeled graphs are built, along with differential equation systems and their numerical solutions. This helped to compute probabilistic characteristics of the test processes and states: probability states, distribution functions for fault detection and elimination, mathematical expectations of random variables, amount of the detected or fixed errors. The strategies have been compared by their quality indexes. The proposed models allow us to use the reliability estimates for each individual module. This improves the accuracy of software test process modeling and helps to take into account the viability (power) of the tests. Using these models, we can search for ways to improve software reliability by generating tests which detect errors with the highest probability.

Keywords — Dynamic Process Models, Software Testing, Error, Probability, Software Testing Strategies, Labeled Graphs.

References

- Smagin V. A. *Osnovy teorii nadezhnosti programmnoho obespecheniia* [Theory of Software Reliability]. Saint-Petersburg, VKA im. A. F. Mozhaiskogo Publ., 2009. 355 p. (In Russian).
- Bubnov V. P., Safonov V. I. *Razrabotka dinamicheskikh modelei nestatsionarnykh sistem obsluzhivaniia* [Dynamic Modelling of Non-stationary Queueing Systems]. Saint-Petersburg, Lan' Publ., 1999. 64 p. (In Russian).
- Tyrva A. V., Khomonenko A. D. Method for Planning the Testing of Complex Software Systems at the Stages of Design and Development. *Nauchno-tekhnicheskie vedomosti Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo politekhnicheskogo universiteta. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie*, 2009, no. 4(82), pp. 125–131 (In Russian).
- Bubnov V. P., Tyrva A. V., Khomonenko A. D. Rationale for the Strategy of Debugging Programs on the Basis of Time-dependent Reliability Models. *Nauchno-tekhnicheskie vedomosti Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo politekhnicheskogo universiteta. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie*, 2010, no. 2(97), pp. 85–92 (In Russian).
- Karpov Iu. G. *Model Checking. Verifikatsiia parallel'nykh i raspredelennykh programmnykh sistem* [Verification of Parallel and Distributed Software Systems]. Saint-Petersburg, BKhV-Peterburg Publ., 2010. 560 p. (In Russian).
- Chidamber S. R., Kemerer C. F. A Metrics Suite for Object Oriented Design. *IEEE Transactions on Software Engineering*, 1994, vol. 20, iss. 6, pp. 476–493.
- El-Emam K., Melo W., Machado J. C. The Prediction of Faulty Classes Using Object-oriented Design Metrics. *Journal of Systems and Software*, 2001, vol. 56, pp. 63–75.
- Basili V. R., Briand L. C. A Validation of Object-oriented Design Metrics as Quality Indicators. *IEEE Transactions on Software Engineering*, 1996, vol. 22, iss. 10, pp. 751–761.
- Danilov A. I., Danilov A. A. Transient Models of the Software Testing Processes in Risk Conditional. *Vtoraiia Vserossiiskaia nauchno-prakticheskaiia konferentsiia "Sovremennye problemy sozdaniia i ekspluatatsii vooruzheniia, voennoi i spetsial'noi tekhniki"* [Proc. of the Second All-Russian Scientific-Practical Conf. "Modern Problems of Weapons, Military and Special Equipment Creation and Operation"]. Saint-Petersburg, 2014, pp. 199–202 (In Russian).
- Lipaev V. V. *Nadezhnost' programmnoho obespecheniia ASU* [Software Reliability of Automatic Control Systems]. Moscow, Energoizdat Publ., 1981. 247 p. (In Russian).
- Novikov I. S. Calculation Methods for Quantitative Indicators of Complex Software System Reliability at the Design and Development Stages. *Trudy SPIIRAN*, 2008, no. 6, pp. 86–111 (In Russian).
- Bubnov V. P., Tyrva A. V., Khomonenko A. D. Model of Reliability of the Software with Coxian Distribution of Length of Intervals between the Moments of Detection of Errors. *Proc. of 34th Annual IEEE Computer Software and Applications Conf. (COMPSAC 2010)*, Seoul, Korea, 19–23 July 2010, pp. 238–243.
- Bubnov V. P., Khomonenko A. D., Tyrva A. V. Software Reliability Model with Coxian Distribution of Length of Intervals between Errors Detection and Fixing Moments. *Proc. of 35th Annual IEEE Computer Software and Applications Conf. Workshops (COMPSACW 2011)*, Munich, 18–22 July 2011, pp. 310–314.
- Bubnov V. P., Eremin A. S., Sergeev S. A. Software Implementation Details for Numerically-Analytical Method of Non-Stationary Queueing System Model Calculations. *Trudy SPIIRAN*, 2015, no. 1(38), pp. 218–232 (In Russian).

УДК 681.54

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.59

СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ПРОЦЕССОМ УДАЛЕНИЯ СОЕДИНЕНИЙ АЗОТА ИЗ СТОЧНЫХ ВОД

Е. К. Грудяева^{а, 1}, аспирант^аСанкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», Санкт-Петербург, РФ

Введение: существующие системы очистки сточных вод активным илом используются для узкого диапазона концентраций загрязнений. Применение регулирования позволяет расширить диапазон, однако при изменении состава воды на входе системы или условий внешней среды требуется постоянная перенастройка параметров регулятора. **Цель исследования:** синтез системы управления с логико-динамическим регулятором для удаления загрязнителей в широком диапазоне концентраций. **Результаты:** на основе математического описания модели ASM1 построена схема взаимодействия компонентов биохимических реакций. Представлена управляемая математическая модель удаления соединений азота в двухзонном биореакторе с рециклом нитратов, блоком ультрафильтрационных мембран и возвратным иловым потоком в первую зону. Введены показатели качества процессов для системы управления биологической очисткой стоков. На их основе разработана методика параметрической настройки регулятора с логически перестраиваемой структурой. Введены понятия ведущего и ложного ведущего регуляторов. В соответствии с разработанной моделью в среде MatLab/Simulink построена компьютерная модель. Результаты моделирования демонстрируют возможность качественной очистки в условиях широкого изменения уровней входных многокомпонентных загрязнений в заданном неизменном объеме биореактора. **Практическая значимость:** применение логико-динамического регулятора с оптимальными настройками параметров позволяет обеспечивать допустимые концентрации аммония, нитратов и химическое потребление кислорода на выходе на всех рабочих режимах системы управления.

Ключевые слова — нитрификация, денитрификация, активный ил, двухзонный биореактор, рециркуляционный поток, математическое моделирование, ASM1, логико-динамический регулятор.

Введение

Потребность в разработке математических моделей (ММ) обусловлена требованиями высокого качества управления технологическим процессом (ТП), ограниченным набором средств измерения, а также временными затратами при использовании лабораторных анализов и сложностью качественного анализа проб иловой массы. Процессы биологической очистки сточных вод активным илом описываются ММ различной степени сложности и адекватности.

Одной из ММ, представляющих основные процессы в активном иле, является модель ASM1 [1, 2]. Эта нелинейная модель характеризует процессы удаления соединений азота в результате жизнедеятельности групп бактерий. Бактерии автотрофы обеспечивают процесс нитрификации при наличии кислорода, в результате которого аммонийный азот окисляется до нитратного. Процесс денитрификации обусловлен действием бактерий гетеротрофов, которые в бескислородных условиях удаляют нитратный азот, преобразуя его в газообразный. В дальнейшем модель ASM1 берется за основу моделирования.

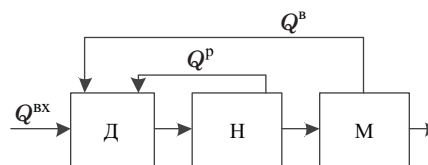
¹ Научный руководитель — доктор технических наук, профессор кафедры автоматики и процессов управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» С. Е. Душин.

Математические модели

Рассматриваемый биореактор (рис. 1) состоит из зон денитрификации D и нитрификации H , причем, из H в D предусмотрен рециркуляционный поток. Возвратный поток из мембранного блока M поступает в зону денитрификации, а фильтрат — на последующее обеззараживание и далее — потребителю (обозначения потоков приводятся ниже в таблице).

Размер пор в мембранах ультрафильтрации блока M составляет 0,03–0,1 мкм. Взвешенные частицы имеют размер более 0,1 мкм, размер бактерий нитрификаторов — от 0,8 мкм, денитрификаторов — от 1 мкм. Таким образом, принимается, что ультрафильтрационные мембраны фильтруют все взвешенные вещества и бактерии.

Модель должна учитывать химическое потребление кислорода (ХПК) — количество кислорода, потребляемое при химическом окислении содержащихся в воде органических веществ



■ Рис. 1. Схема биореактора

под действием различных сильных окислителей в присутствии катализатора. Показатель ХПК характеризует необходимые затраты кислорода на удаление загрязняющих веществ из сточной воды [2] и рассчитывается как сумма следующих фракций [3]: растворенное легко разлагаемое органическое вещество; растворенное биологически инертное органическое вещество; взвешенное медленно биологически разлагаемое органическое вещество; взвешенное биологически инертное разлагаемое органическое вещество; биомассы бактерий нитрификаторов и денитрификаторов. С учетом принятого допущения о фильтрации мембранами всех взвешенных веществ и бактерий, ХПК после мембранного блока складывается из растворенных веществ — легко разлагаемого органического и биологически инертного.

При разработке ММ принимались следующие ограничения и допущения:

- зоны биореактора характеризуются идеальным перемешиванием; пространственная распределенность потоков не учитывается;
- состав активного ила образован бактериями нитрификаторов и денитрификаторов;
- температура в технологическом пространстве аппарата фиксирована и равна 20 °С;
- на вход биореактора поступают аммонийный азот, нитратный азот, растворенное биологически

разлагаемое органическое вещество, а также взвешенное органически медленно разлагаемое вещество; входные стоки также характеризуются щелочностью;

— в модели мембранного блока процессы нитрификации и денитрификации не учитываются.

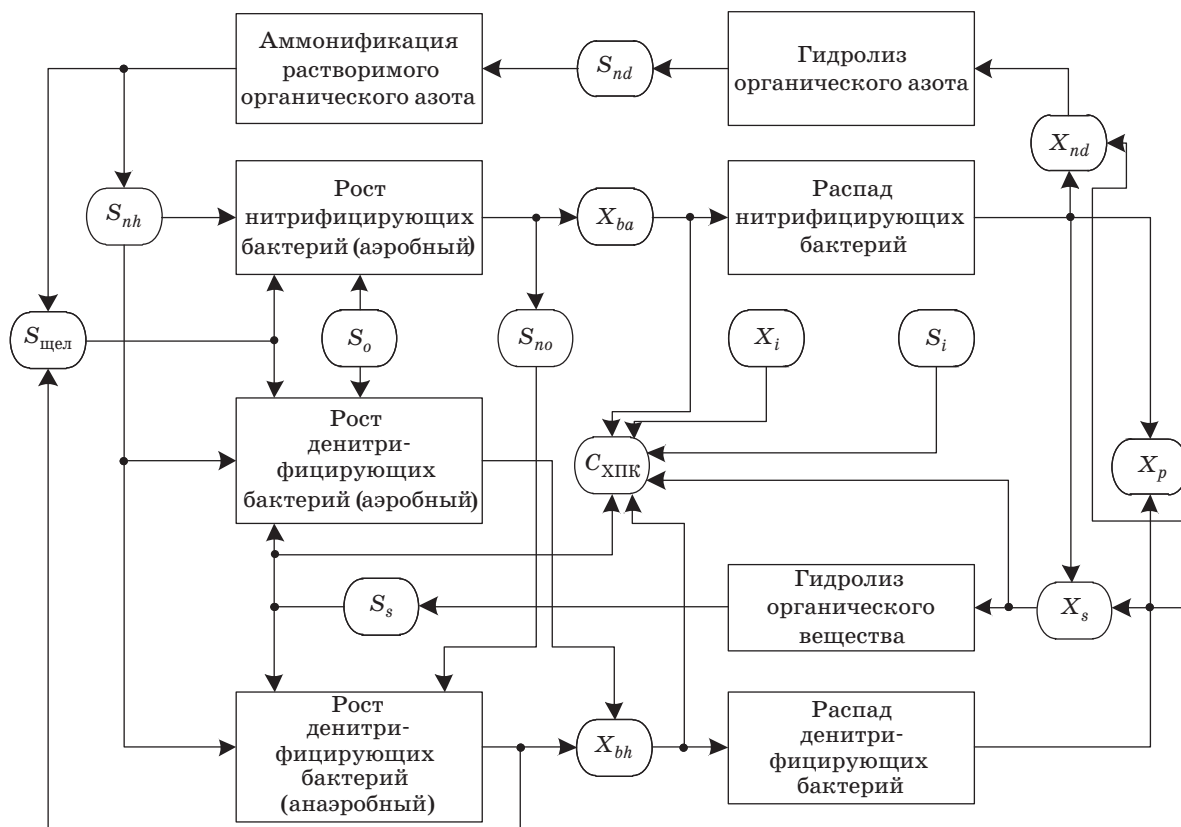
Процессы в зонах нитрификации и денитрификации характеризуются однотипными уравнениями химической кинетики. Подача кислорода в зону нитрификации позволяет учесть преобладание нитрифицирующих процессов, тогда как в бескислородной зоне эффективнее протекают процессы денитрификации. Схема, дающая представление о взаимодействии компонентов модели ASM1, представлена на рис. 2.

Для удобства восприятия составляющие модели, их обозначения и размерности сведены в таблицу.

С учетом обозначений процессы в зонах Д и Н описываются системами нелинейных обыкновенных дифференциальных уравнений.

Модель зоны Д (денитрификация):

$$\frac{dX_{ba1}}{dt} = \frac{Q^P}{V_1} X_{ba2} + \frac{Q^B}{V_1} X_{ba3} - \frac{Q^{BX} + Q^P + Q^B}{V_1} X_{ba1} + r_{ba1}(S_{nh1}, S_{o1}, X_{ba1});$$



■ Рис. 2. Схема взаимодействия компонентов модели ASM1

■ Таблица

№	Наименование величин и параметров	Обозначение	Размерность
1	Концентрация бактерий-нитрификаторов	X_{ba}	г ХПК/м ³
2	Концентрация бактерий-денитрификаторов	X_{bh}	г ХПК/м ³
3	Концентрация аммония и аммонийного азота	S_{nh}	г NH ₄ ⁺ /м ³
4	Концентрация нитратного азота	S_{no}	г NO ₃ ⁻ /м ³
5	Концентрация растворенного биологически разлагаемого органического вещества	S_s	г ХПК/м ³
6	Концентрация взвешенного органического медленно разлагаемого вещества	X_s	г ХПК/м ³
7	Концентрация растворенного кислорода	S_o	г O ₂ /м ³
8	Концентрация растворенного органического азота	S_{nd}	г N/м ³
9	Концентрация взвешенного органического медленно разлагаемого азота	X_{nd}	г N/м ³
10	Щелочность	$S_{щел}$	экв/м ³
11	Концентрация твердых продуктов распада биомассы	X_p	г ХПК/м ³
12	Концентрация растворимого инертного органического вещества	S_i	г ХПК/м ³
13	Концентрация взвешенного инертного органического вещества	X_i	г ХПК/м ³
14	Химическое потребление кислорода	$C_{ХПК}$	г ХПК/м ³
15	Удельная объемная скорость роста концентрации вещества j , где j — составляющие модели ASM1 1 — 11, [...] — соответствующая единица измерения массы	r_j	г [...] / м ³
16	Расход сточных вод входного потока биореактора	Q^{BX}	м ³ /сут
17	Расход рециркуляционного потока нитратов	Q^P	м ³ /сут
18	Расход возвратного потока из мембранного блока	Q^B	м ³ /сут
19	Объем зоны i биореактора	V_i	м ³

$$\begin{aligned} \frac{dX_{bh1}}{dt} &= \frac{Q^P}{V_1} X_{bh2} + \frac{Q^B}{V_1} X_{bh3} - \\ &- \frac{Q^{BX} + Q^P + Q^B}{V_1} X_{bh1} + r_{bh1}(S_{no1}, S_{s1}, S_{o1}, X_{bh1}); \\ \frac{dS_{nh1}}{dt} &= \frac{Q^{BX}}{V_1} S_{nh}^{BX} + \frac{Q^P}{V_1} S_{nh2} + \\ &+ \frac{Q^B}{V_1} S_{nh3} - \frac{Q^{BX} + Q^P + Q^B}{V_1} S_{nh1} + \\ &+ r_{nh1}(S_{nh1}, S_{no1}, S_{s1}, S_{o1}, S_{nd1}, X_{ba1}, X_{bh1}); \\ \frac{dS_{no1}}{dt} &= \frac{Q^{BX}}{V_1} S_{no}^{BX} + \frac{Q^P}{V_1} S_{no2} + \\ &+ \frac{Q^B}{V_1} S_{no3} - \frac{Q^{BX} + Q^P + Q^B}{V_1} S_{no1} + \\ &+ r_{no1}(S_{no1}, S_{s1}, S_{o1}, S_{nd1}, X_{ba1}, X_{bh1}); \\ \frac{dS_{s1}}{dt} &= \frac{Q^{BX}}{V_1} S_s^{BX} + \frac{Q^P}{V_1} S_{s2} + \\ &+ \frac{Q^B}{V_1} S_{s3} - \frac{Q^{BX} + Q^P + Q^B}{V_1} S_{s1} + \\ &+ r_{ss1}(S_{no1}, S_{s1}, S_{o1}, X_{bh1}, X_{s1}); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{dX_{s1}}{dt} &= \frac{Q^{BX}}{V_1} X_s^{BX} + \frac{Q^P}{V_1} X_{s2} + \\ &+ \frac{Q^B}{V_1} X_{s3} - \frac{Q^{BX} + Q^P + Q^B}{V_1} X_{s1} + \\ &+ r_{xs1}(S_{no1}, S_{o1}, X_{ba1}, X_{bh1}, X_{s1}); \\ \frac{dS_{o1}}{dt} &= \frac{Q^P}{V_1} S_{o2} + \frac{Q^B}{V_1} S_{o3} - \frac{Q^{BX} + Q^P + Q^B}{V_1} S_{o1} + \\ &+ r_{o1}(S_{nh1}, S_{s1}, S_{o1}, X_{ba1}, X_{bh1}); \\ \frac{dS_{nd1}}{dt} &= \frac{Q^P}{V_1} S_{nd2} + \frac{Q^B}{V_1} S_{nd3} - \frac{Q^{BX} + Q^P + Q^B}{V_1} S_{nd1} + \\ &+ r_{snd1}(S_{no1}, S_{o1}, X_{ba1}, X_{bh1}, X_{nd1}, X_{s1}); \\ \frac{dX_{nd1}}{dt} &= \frac{Q^P}{V_1} X_{nd2} + \frac{Q^B}{V_1} X_{nd3} - \frac{Q^{BX} + Q^P + Q^B}{V_1} X_{nd1} + \\ &+ r_{xnd1}(S_{no1}, S_{o1}, X_{ba1}, X_{bh1}, X_{nd1}, X_{s1}); \\ \frac{dS_{щел1}}{dt} &= \frac{Q^{BX}}{V_1} S_{щел}^{BX} + \frac{Q^P}{V_1} S_{щел2} + \\ &+ \frac{Q^B}{V_1} S_{щел3} - \frac{Q^{BX} + Q^P + Q^B}{V_1} S_{щел1} + \\ &+ r_{щел1}(S_{nh1}, S_{no1}, S_{s1}, S_{o1}, S_{nd1}, X_{ba1}, X_{bh1}); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{dX_{p1}}{dt} &= \frac{Q^p}{V_1} X_{p2} + \frac{Q^b}{V_1} X_{p3} - \\ &+ \frac{Q^{bx} + Q^p + Q^b}{V_1} X_{p1} + r_{p1}(X_{ba1}, X_{bh1}); \\ C_{ХПК1} &= S_{s1} + S_i + X_{s1} + X_i + X_{xba1} + X_{xbh1}. \end{aligned} \quad (1)$$

Модель зоны Н (нитрификация):

$$\begin{aligned} \frac{dX_{ba2}}{dt} &= \frac{Q^{bx} + Q^p + Q^b}{V_2} (X_{ba1} - X_{ba2}) + \\ &+ r_{ba2}(S_{nh2}, S_{o2}, X_{ba2}); \\ \frac{dX_{bh2}}{dt} &= \frac{Q^{bx} + Q^p + Q^b}{V_2} (X_{bh1} - X_{bh2}) + \\ &+ r_{bh2}(S_{no2}, S_{s2}, S_{o2}, X_{bh2}); \\ \frac{dS_{nh2}}{dt} &= \frac{Q^{bx} + Q^p + Q^b}{V_2} (S_{nh1} - S_{nh2}) + \\ &+ r_{nh2}(S_{nh2}, S_{no2}, S_{s2}, S_{o2}, S_{nd2}, X_{ba2}, X_{bh2}); \\ \frac{dS_{no2}}{dt} &= \frac{Q^{bx} + Q^p + Q^b}{V_2} (S_{no1} - S_{no2}) + \\ &+ r_{no2}(S_{no2}, S_{s2}, S_{o2}, S_{nd2}, X_{ba2}, X_{bh2}); \\ \frac{dS_{s2}}{dt} &= \frac{Q^{bx} + Q^p + Q^b}{V_2} (S_{s1} - S_{s2}) + \\ &+ r_{ss2}(S_{no2}, S_{s2}, S_{o2}, X_{bh2}, X_{s2}); \\ \frac{dX_{s2}}{dt} &= \frac{Q^{bx} + Q^p + Q^b}{V_2} (X_{s1} - X_{s2}) + \\ &+ r_{xs2}(S_{no2}, S_{o2}, X_{ba2}, X_{bh2}, X_{s2}); \\ \frac{dS_{o2}}{dt} &= \frac{Q^{bx} + Q^p + Q^b}{V_2} (S_{o1} + S_o^{bx} - S_{o2}) + \\ &+ r_{o2}(S_{nh2}, S_{s2}, S_{o2}, X_{ba2}, X_{bh2}); \\ \frac{dS_{nd2}}{dt} &= \frac{Q^{bx} + Q^p + Q^b}{V_2} (S_{nd1} - S_{nd2}) + \\ &+ r_{snd2}(S_{no2}, S_{o2}, X_{ba2}, X_{bh2}, X_{nd2}, X_{s2}); \\ \frac{dX_{nd2}}{dt} &= \frac{Q^{bx} + Q^p + Q^b}{V_2} (X_{nd1} - X_{nd2}) + \\ &+ r_{xnd2}(S_{no2}, S_{o2}, X_{ba2}, X_{bh2}, X_{nd2}, X_{s2}); \\ \frac{dS_{щел2}}{dt} &= \frac{Q^{bx} + Q^p + Q^b}{V_2} (S_{щел1} - S_{щел2}) + \\ &+ r_{щел2}(S_{nh2}, S_{no2}, S_{s2}, S_{o2}, S_{nd2}, X_{ba2}, X_{bh2}); \\ \frac{dX_{p2}}{dt} &= \frac{Q^{bx} + Q^p + Q^b}{V_2} (X_{p1} - X_{p2}) + \\ &+ r_{p2}(X_{ba2}, X_{bh2}); \\ C_{ХПК2} &= S_{s2} + S_i + X_{s2} + X_i + X_{xba2} + X_{xbh2}. \end{aligned} \quad (2)$$

В мембранном блоке происходит разделение потока на возвратный и выходной. Модель возвратного потока включает все компоненты потока иловой смеси из биореактора. В потоке фильтрата присутствуют только растворенные компоненты смеси. Таким образом, концентрация нерастворимых веществ в возвратном потоке увеличивается обратно пропорционально расходу.

Модель возвратного потока:

$$\begin{aligned} X_{ba3}Q^b &= X_{ba2}Q^{bx}; \quad X_{bh3}Q^b = X_{bh2}Q^{bx}; \\ S_{nh3} &= S_{nh2}; \quad S_{no3} = S_{no2}; \quad S_{s3} = S_{s2}; \\ X_{s3}Q^b &= X_{s2}Q^{bx}; \quad S_{o3} = S_{o2}; \quad S_{nd3} = S_{nd2}; \\ X_{nd3}Q^b &= X_{nd2}Q^{bx}; \quad S_{щел3} = S_{щел2}; \\ Q^b X_{p3} &= X_{p2}Q^{bx}; \\ C_{ХПК3} &= S_{s3} + S_i + X_{s3} + X_i + X_{xba3} + X_{xbh3}. \end{aligned} \quad (3)$$

Модель выходного потока фильтрата:

$$\begin{aligned} X_{ba4} &= 0; \quad X_{bh4} = 0; \quad S_{nh4} = S_{nh2}; \\ S_{no4} &= S_{no2}; \quad S_{s4} = S_{s2}; \quad X_{s4} = 0; \quad S_{o4} = S_{o2}; \\ S_{nd4} &= S_{nd2}; \quad X_{nd4} = 0; \\ S_{щел4} &= S_{щел2}; \quad X_{p4} = 0; \quad C_{ХПК4} = S_{s2} + S_i. \end{aligned} \quad (4)$$

В биореакторе зоны нитрификации и денитрификации принимаются одинаковыми. Соотношение входного и возвратного потоков определяется из технических характеристик ультрафильтрационных мембранных блоков.

Постановка задачи

Для каждой составляющей загрязнения при технологическом расчете системы очистки используются фиксированные средние показатели, по которым вычисляют конструктивные параметры реактора и значение поступающего расхода. Анализ литературных источников [4–6] показал, что для ТП многозонального реактора с рециклом и подачей кислорода принятые за рубежом нормы очистки сточных вод на порядок хуже, чем требуется по нормам, принятым в Российской Федерации [7].

Поскольку состав сточных вод на выходе реактора является многокомпонентным и концентрации компонентов меняются в различных диапазонах, выделяются три составляющие субстрата: аммоний, нитраты и быстро биологически разлагаемое вещество. На основе данных, полученных с 28 очистных сооружений в России и странах ближнего зарубежья, были найдены минималь-

ные, средние и максимальные по уровню значения загрязнений по аммонии, нитратам и легко биологически разлагаемому веществу, определяющие режимы работы системы. Объем всех зон реактора принимался одинаковым и равным 100 м³. Как показали исследования, при подаче на вход реактора даже «средних» загрязнений получаемая на выходе концентрация аммония оказывалась выше установленных норм, что требует обеспечения эффективного его удаления из системы.

Ставится задача разработки ММ управляемых ТП очистки сточной воды, удовлетворяющих требованиям СНиП и показателям качества процессов управления на основе использования логико-динамического регулятора. Кроме того, необходимо, чтобы производительность установки очистки была максимальна при удовлетворении этих условий.

Показатели качества процессов управления

Установившиеся и переходные процессы в динамических системах биоочистки, представленные нелинейными моделями (1)–(4), характеризуются определенными показателями качества управления.

Одними из основных показателей качества, которые непосредственно характеризуют степень очистки сточных вод при использовании ММ ASM1, являются установившиеся ошибки по концентрациям аммония $e_{nh}^{уст}$, нитратов $e_{no}^{уст}$ и ХПК $e_{хпк}^{уст}$:

$$\begin{aligned} e_{nh}^{уст} &= S_{nh}^3 - S_{nh}^{уст} \geq 0; \quad e_{no}^{уст} = S_{no}^3 - S_{no}^{уст} \geq 0; \\ e_{хпк}^{уст} &= S_{хпк}^3 - S_{хпк}^{уст} \geq 0, \end{aligned} \quad (5)$$

где S_{nh}^3 , S_{no}^3 , $S_{хпк}^3$ — заданные значения концентраций (уставки) по аммонии, нитратам и ХПК; $S_{nh}^{уст}$, $S_{no}^{уст}$, $S_{хпк}^{уст}$ — установившиеся значения концентраций, подлежащие измерению.

На выходные концентрации накладываются ограничения в виде $S_{nh} \leq S_{nh}^{доп}$, $S_{no} \leq S_{no}^{доп}$, $S_{хпк} \leq S_{хпк}^{доп}$, где $S_{nh}^{доп}$, $S_{no}^{доп}$, $S_{хпк}^{доп}$ — допустимые по СНиП установившиеся значения.

При использовании ПИ (ПИД)-регуляторов по ошибкам уставки принимают значения $S_{nh}^3 = S_{nh}^{доп}$, $S_{no}^3 = S_{no}^{доп}$, $S_{хпк}^3 = S_{хпк}^{доп}$. В случае использования П-регуляторов по ошибкам для уставок можно принять $S_{nh}^3 < S_{nh}^{доп}$, $S_{no}^3 < S_{no}^{доп}$, $S_{хпк}^3 < S_{хпк}^{доп}$.

К важному динамическому показателю очистки относят максимальное положительное отклонение концентрации от установившегося значения. При регулировании процессов это значение

не должно превышать 5 % от допустимого значения:

$$\begin{aligned} S_{nh}^{max} &\leq 1,05 \cdot S_{nh}^{доп}; \quad S_{no}^{max} \leq 1,05 \cdot S_{no}^{доп}; \\ S_{хпк}^{max} &\leq 1,05 \cdot S_{хпк}^{доп}. \end{aligned} \quad (6)$$

Другим важным динамическим показателем очистки, характеризующим скорость ее протекания, является время установления $t^{уст}$ переходного процесса, который требуется минимизировать:

$$t^{уст} = \min. \quad (7)$$

Установившееся значение расхода субстрата на входе реактора $Q^{уст}$ целесообразно максимизировать. Это требование обусловлено необходимостью переработки установкой определенного количества сточных вод, т. е. производительность установки должна быть адекватна требованиям нагрузки, что обеспечивает очистку подаваемых стоков в течение продолжительного периода. Теми же соображениями обусловлено требование максимизации интегрального показателя входного расхода, характеризующего суммарный объем стоков, прошедших через систему за период очистки t_u :

$$V_{\Sigma}^{BX} = \int_0^{t_u} Q^{BX} dt = \max. \quad (8)$$

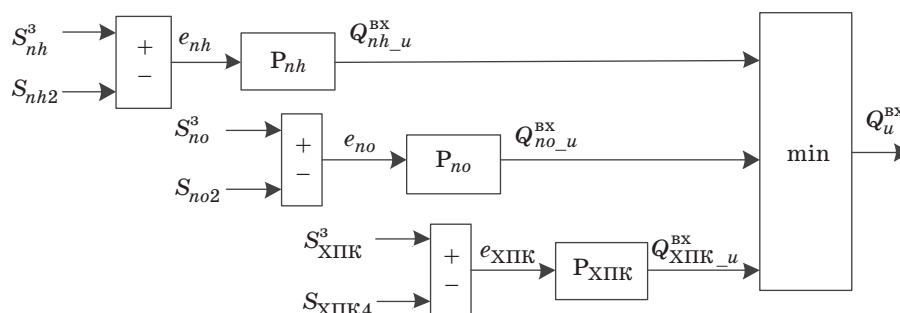
В случае неоднозначности выбора настроек регулирования вводятся в рассмотрение также интегральные показатели загрязнений, характеризующие суммарное покомпонентное количество загрязнений на выходе системы за период очистки t_u , которые подлежат минимизации в результате регулирования:

$$\begin{aligned} S_{nh\Sigma} &= \int_0^{t_u} S_{nh2} dt = \min; \quad S_{no\Sigma} = \int_0^{t_u} S_{no2} dt = \min; \\ S_{хпк\Sigma} &= \int_0^{t_u} S_{хпк4} dt = \min. \end{aligned} \quad (9)$$

Приведенные показатели качества являются наиболее характерными для рассматриваемых технологических процессов.

Методика параметрической настройки

Методика отражает порядок настройки логико-динамического регулятора системы управления биореактора с выносным мембранным блоком фильтрации. Регулятор входного расхода (рис. 3) состоит из трех ПИД-субрегуляторов P . Его работа основана на выборе минимального управляющего воздействия.



■ Рис. 3. Схема регулятора

Методика настройки ПИД-субрегуляторов осуществляется в соответствии с показателями качества, приведенными ранее, и сводится к следующему.

1. На вход системы подается субстрат со «средними» концентрациями аммония, нитратов и легко биологически разлагаемого вещества среднего уровня. Коэффициенты интегральной и дифференциальной составляющих субрегуляторов полагаются равными нулю. Отслеживаются значения аммония, нитратов, ХПК на выходах системы, управляющих воздействий каждого субрегулятора, а также результирующего управляющего воздействия регулятора. По графикам процессов изменения концентраций определяется выполнение условий (5).

Если условия (5) нарушаются, то по графикам управляющих воздействий субрегуляторов выявляется регулятор, выход которого совпадает с результирующим воздействием, т. е. воздействие которого является минимальным. Этот регулятор считается ведущим. Воздействие ведущего регулятора определяется формулой

$$Q_u^{BX} = \min(Q_i^{BX}), \quad i = 1, 2, 3,$$

где Q_i^{BX} — воздействие i -го регулятора, причем $i = 1$ для регулятора концентрации аммония, $i = 2$ — концентрации нитратов и $i = 3$ — концентрации ХПК.

2. Для ведущего регулятора производится изменение пропорционального коэффициента и сравнение показателей качества процессов в порядке приоритетности с показателями, полученными в п. 1.

3. Если в соответствии с (5) значения установившихся ошибок приблизились к нулевым значениям, настройки п. 2 считаются лучше, чем в п. 1.

4. Если значения ошибок не изменились, то берется следующий по приоритетности показатель качества, и в соответствии с (6) определяются лучшие настройки. В случае невозможности определить лучший вариант, сравнение продолжается по каждому следующему показателю качества с (7) по (9).

5. Если увеличение коэффициента приводит к ухудшению показателей качества процессов, то пропорциональный коэффициент следует уменьшать относительно значения, полученного в п. 1. Далее сравнение настроек проводится так же, как в пп. 4 и 5.

6. Изменение пропорционального коэффициента проводится до тех пор, пока не обеспечиваются условия (5) либо по условию (5) лучшие результаты не достигаются, а в соответствии с условиями (6) или (7) изменения коэффициента не принесут лучших результатов.

7. Подключается интегральная составляющая ведущего регулятора, и показатели качества получившихся процессов сравниваются с предыдущими (лучшими) в п. 7.

8. Проводится изменение интегрального коэффициента в целях улучшения качества процессов до тех пор, пока не выполняются условия (5), а в соответствии с условиями (6) или (7) изменения коэффициента не принесут лучших результатов; в противном случае интегральная составляющая отключается.

9. Подключается дифференциальная составляющая, и настройка проводится аналогично пп. 8 и 9.

10. В процессе изменения коэффициентов (параметров) ведущий регулятор может меняться. В этом случае продолжается настройка по указанному алгоритму уже для другого ведущего регулятора.

11. При настройке необходимо отслеживать возникновение ложного ведущего регулятора. Управляющий сигнал ложного ведущего регулятора совпадает с результирующим воздействием, однако концентрация загрязнителя, на регулирование которой он направлен, гораздо ниже допустимого значения, т. е. установившаяся ошибка отрицательна, и превышения допустимого значения нет. При этом концентрация другого загрязнителя превосходит допустимое значение.

Управляющее воздействие ложного ведущего регулятора определяется условиями

$$Q_u^{BX}(t) = \min(Q_i^{BX}(t)), \quad e_j^{yct} < 0, \quad i \neq j.$$

Ложный ведущий регулятор может быть настроен таким образом, что все показатели качества по регулируемой им концентрации удовлетворяются. В данном случае необходимо проводить настройку ложного ведущего регулятора таким образом, чтобы его управляющий сигнал превысил воздействие регулятора концентрации, не удовлетворяющей показателям качества. Как правило, для этого следует в несколько раз увеличить пропорциональную составляющую ложного ведущего регулятора.

После того как регулятор настроен на очистку «средних» загрязнений, аналогично производится настройка для максимальных и минимальных по уровням загрязнений (соответствующих режимов) на входе. Поскольку выделены три компонента загрязнения, то всего возможны 27 динамических ситуаций. Для каждой ситуации находятся свои оптимальные настройки субрегуляторов и свои ведущие регуляторы.

При переходе к настройкам каждой следующей динамической ситуации используются настройки той ситуации, значения концентраций загрязнений на входе которой близки к текущей, а ведущий регулятор совпадает.

Полученная серия настроек регуляторов запоминается и используется в зависимости от того, в каком из режимов (с минимальным, средним или максимальным уровнем) находится каждый из трех субстратов, причем переключение субрегуляторов происходит автоматически.

Параметрический синтез системы управления

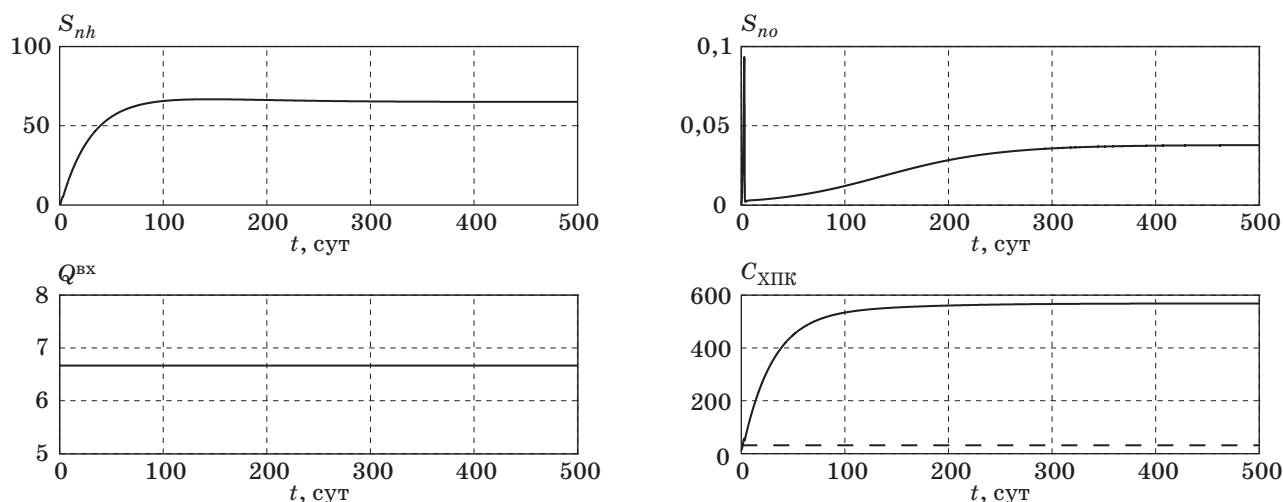
Ниже приводятся результаты исследования поведения системы биоочистки при различных уровнях загрязнений на входе.

Процесс изменения концентраций загрязнений на выходе мембранного блока при постоянном расходе на входе биореактора без регулирования отражен на рис. 4. Концентрации аммония и легко биоразлагаемого субстратов на входе максимальны, концентрация нитратов минимальна. Штриховой линией обозначена 5%-я зона допустимых концентраций. Как видно из графиков, концентрации аммония и ХПК во много раз превышают допустимые уровни.

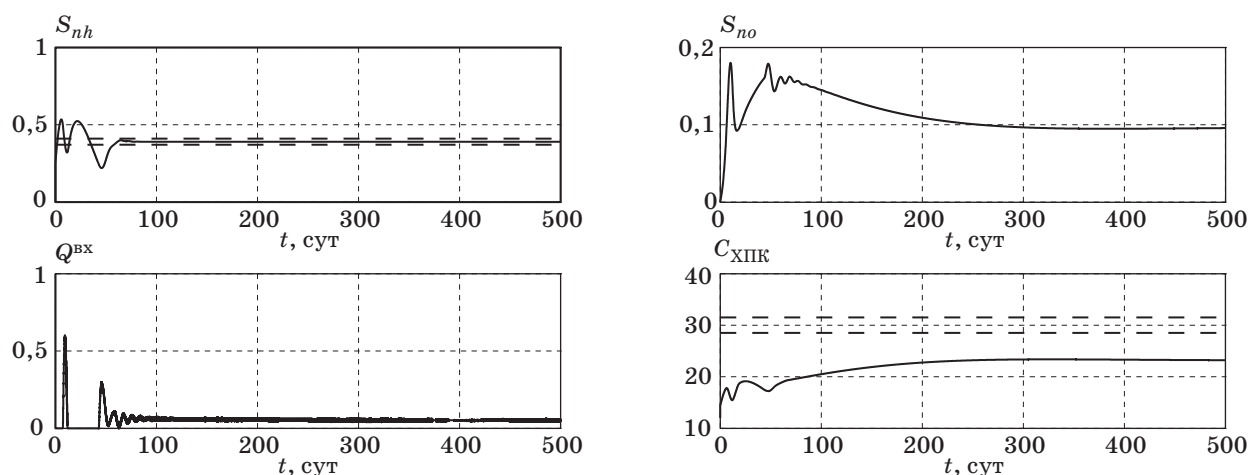
Результаты моделирования управляемых процессов удаления загрязнений из сточных вод с помощью регулятора входного расхода при наилучших настройках параметров приводятся на рис. 5. Даже в этом случае на графике концентрации аммония наблюдается отклонение от установившегося значения, что можно объяснить ограниченной скоростью роста популяции бактерий-нитрификаторов.

Графики концентраций на выходе системы без регулирования при подаче максимальной концентрации нитратов, концентрации аммония и легко биоразлагаемого субстратов на входе представлены на рис. 6. Наблюдается превышение концентрации нитратов в установившемся режиме, а также превышение концентрации по аммоний в переходном режиме.

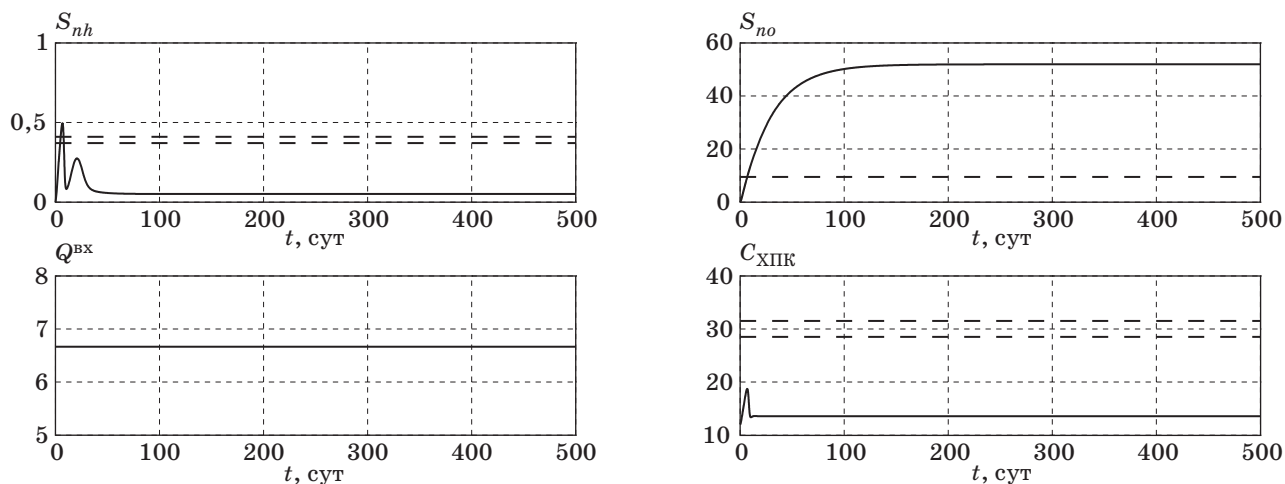
Реакцию системы управления с использованием логико-динамического регулятора демонстрируют графики на рис. 7. Значения расхода на входе стремятся к нулю при заданных входных концентрациях. Увеличить установившееся значение расхода в этом случае, а также снизить максимальное положительное отклонение концентрации аммония (см. рис. 5) возможно за счет введения дополнительных управляющих координат по расходам потока рецикла и возвратного потока, а также по концентрации растворенного кислорода.



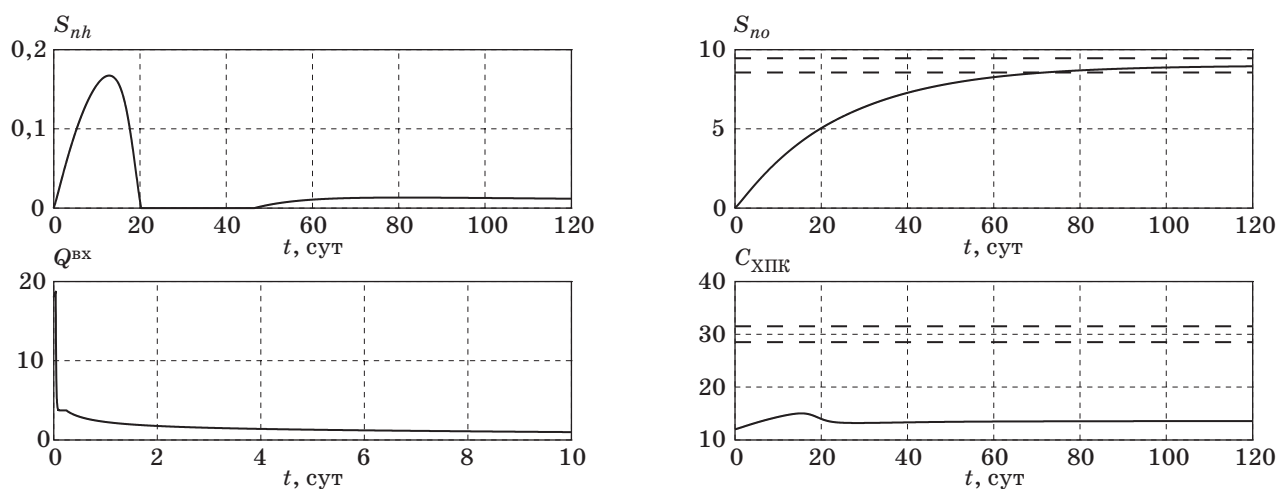
■ Рис. 4. Процессы концентраций загрязнителей и расхода в системе без регулирования



■ Рис. 5. Процессы концентраций загрязнителей и расхода в системе управления



■ Рис. 6. Процессы концентраций загрязнителей и расхода в системе без регулирования при максимальных входных уровнях



■ Рис. 7. Процессы концентраций загрязнителей и расхода в системе управления при максимальных входных уровнях

Для увеличения расхода на входе и для улучшения качества регулируемых процессов следует также применить регулирование расхода рецикла и концентрации кислорода [8].

Существует ограничение по регулированию ХПК концентрацией растворимого вещества, значения которой определяются в результате химического анализа.

Заключение

Логико-динамическое регулирование обеспечивает необходимое качество воды незави-

симо от концентраций загрязнений исходных стоков в неизменном объеме биореактора без дополнительных подстроек параметров регулирования в процессе работы системы и без внесения конструктивных изменений установки очистки стоков. Рассмотренная методика синтеза позволяет унифицировать разработку систем очистки и сократить время и средства при проектировании биореактора. Возможно снижение производительности установки в случае высоких концентраций загрязнителей, однако потери качества очистки воды на выходе не происходит.

Литература

1. Henze M., Grady C. P. L., Gujer W., Marais G. v. R., Matsuo T. Activated Sludge Model No. 1: IAWPRC Scientific and Technical Report. — London: IAWPRC, 1987. N 1. — 37 p.
2. Жмур Н. С. Технологические и биохимические процессы очистки сточных вод на сооружениях с аэротенками. — М.: АКВАРОС, 2003. — 512 с.
3. Хенце М., Армоэс П., Ля-Кур-Янсен Й., Арван Э. Очистка сточных вод. — М.: Мир, 2009. — 480 с.
4. Гордеева Ю. Л., Гордеев Л. С. Математическая модель непрерывного процесса в биореакторе с рециклом субстрата и биомассы // Вестник АГТУ. Сер. Управление, вычислительная техника и информатика. 2013. № 2. С. 9–18.
5. Weijers S. R. Modelling, Identification and Control of Activated Sludge Plants for Nitrogen Removal. — Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 2000. — 235 p.
6. Stahl T., Duffy G., Kestel S., Gray M. Dissolved Oxygen Control Based in Real-Time Oxygen Uptake Rate Estimation // Florida Water Resources Journal. 2013. N 4. P. 50–53.
7. СНиП 2.04.03-85. Канализация. Наружные сети и сооружения. — М.: ОАО «ЦПП», 2012. — 97 с.
8. Грудяева Е. К., Душин С. Е. Моделирование управляемых технологических процессов нитрификации и денитрификации в биологической очистке сточных вод// Проблемы автоматизации и управления в технических системах: сб. ст. Междунар. науч.-техн. конф., Пенза, 19–21 мая 2015 г./ под ред. М. А. Щербакова. Пенза: Изд-во ПГУ, 2015. Т. 1. С. 351–355.

UDC 681.54

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.59

Synthesizing a Control System for Removing Nitrogen Compounds from Wastewater

Grudyaeva E. K.^a, Post-Graduate Student, lizayo@yandex.ru

^aSaint-Petersburg State Electrotechnical University «LETI», 5, Prof. Popov St., 197376, Saint-Petersburg, Russian Federation

Introduction: The existing systems of sewage treatment by activated sludge are used for a narrow range of pollution concentrations. Control can expand the range; however, when the water composition changes at the system entrance or when the environmental conditions vary, the control parameters have to be continuously readjusted. **Purpose:** The goal of this work is synthesizing a control system with dynamic logic to remove contaminants in a wide range of concentrations. **Results:** On the base of ASM1 mathematical model description, a scheme of interaction between biochemical reaction components is developed. A controllable mathematical model is presented for removing nitrogen compounds in a two-zone bioreactor with recycling of nitrates, a block of ultrafiltration membranes and a returnable sludge stream towards the first zone. Process quality indices are introduced for the biological wastewater treatment control system. On their basis, a technique of parametrical setup of the regulator with logically reconstructed structure is developed. For the regulators, the concepts of a leader and a false leader are introduced. According to the developed model, a computer model is constructed in MatLab/Simulink environment. The modeling results demonstrate the possibility of high-quality cleaning when the levels of entrance multicomponent pollutions change in a wide range in a predefined invariable volume of the bioreactor. **Practical relevance:** Using the logic-dynamic regulator with optimum settings of parameters helps to provide admissible output concentration of ammonium, nitrates and COD at all the operating modes of the control system.

Keywords — Nitrification, Denitrification, Activated Sludge, Two-Zone Bioreactor, Recirculation Stream, Mathematical Modeling, ASM1, Logic-Dynamic Regulator.

References

1. Henze M., Grady C. P. L., Gujer W., Marais G. v. R., Matsuo T. *Activated Sludge Model No. 1. IAWPRC Scientific and Technical Report*. London: IAWPRC, 1987, no. 1. 37 p.
2. Jmour N. S. *Tekhnologicheskie i biokhimicheskie protsessy ochistki stochnykh vod na sooruzheniakh s aerotankami* [Technological and Biochemical Processes of Waste Water Treatment on Treatment Plants with Aerotanks]. Moscow, AKUAROS Publ., 2003. 512 p. (In Russian).
3. Henze M., Harremoës P., La Cour Jansen J., Arvin E. *Wastewater Treatment. Biological and Chemical Processes*. Berlin, Springer-Verlag, 1997. 383 p.
4. Gordeeva Y. L., Gordeev L. S. Mathematical Model for Continuous Process in Bioreactor with Substrate and Biomass Recycling. *Vestnik AGTU, Ser. Upravlenie, vychislitel'naya tekhnika i informatika*, 2013, no. 2, pp. 9–18 (In Russian).
5. Weijers S. R. *Modelling, Identification and Control of Activated Sludge Plants for Nitrogen Removal*. Eindhoven, Technische Universiteit Eindhoven, 2000. 235 p.
6. Stahl T., Duffy G., Kestel S., Gray M. Dissolved Oxygen Control Based in Real-Time Oxygen Uptake Rate Estimation. *Florida Water Resources Journal*, 2013, no. 4, pp. 50–53.
7. Construction Norms and Regulations 2.04.03-85. Sewerage. External Networks and Constructions. Moscow, OAO "TsPP" Publ., 2012. 97 p. (In Russian).
8. Grudyaeva E. K., Dushin S. E. Modelling of Controlled Technological Processes of Nitrification and Denitrification in a Biological Wastewater Treatment. *Sbornik statei Mezhdunarodnoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii "Problemy avtomatizatsii i upravleniya v tekhnicheskikh sistemakh"* [Proc. Int. Conf. "Problems of Automation and Control in Technical Systems"]. Penza, 2015, vol. 1, pp. 351–355 (In Russian).

Научный журнал «ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ» выходит каждые два месяца.

Стоимость годовой подписки (6 номеров) для подписчиков России — 4800 рублей, для подписчиков стран СНГ — 5400 рублей, включая НДС 18%, таможенные и почтовые расходы.

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: informnauka3@yandex.ru,

сайт: <http://www.informnauka.com>

«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.

На электронную версию нашего журнала (все выпуски, годовая подписка, один выпуск, одна статья)

вы можете подписаться на сайтах НЭБ: <http://elibrary.ru>;

РУКОНТ: <http://www.rucont.ru>; ИВИС: <http://www.ivis.ru/>

Полнотекстовые версии журнала за 2002–2014 гг.

в свободном доступе на сайте журнала (<http://www.i-us.ru>),

НЭБ (<http://www.elibrary.ru>)

и Киберленинки (<http://cyberleninka.ru/>

journal/n/informatsionno-upravlyayushiesistemy).

Печатную версию архивных выпусков журнала за 2003–2014 гг. вы можете заказать в редакции по льготной цене.

ОБНАРУЖЕНИЕ СЕТЕВЫХ АТАК НА ОСНОВЕ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ НЕЙРОННЫХ, ИММУННЫХ И НЕЙРОНЕЧЕТКИХ КЛАССИФИКАТОРОВ

А. А. Браницкий^а, младший научный сотрудник

И. В. Котенко^а, доктор техн. наук, профессор, заведующий лабораторией
проблем компьютерной безопасности

^аСанкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН, Санкт-Петербург, РФ

Постановка проблемы: несовершенство существующих методов обнаружения вторжений, а также изменяющийся характер вредоносных действий со стороны атакующего приводят компьютерные системы в небезопасное состояние, поэтому важно идентифицировать новые типы атак и своевременно реагировать на них. **Цель:** разработка гибридной схемы обнаружения и классификации сетевых атак на основе комбинирования адаптивных классификаторов. **Результаты:** предложена обобщенная схема комбинирования классификаторов для обнаружения сетевых атак. На ее основе разработано программное средство, которое позволяет анализировать сетевой трафик на наличие аномальной сетевой активности. Для уменьшения числа используемых признаков предлагается применять метод главных компонент. Основными особенностями предлагаемого подхода является многоуровневый анализ сетевого трафика, а также использование различных адаптивных модулей в процессе обнаружения атак. Проведены вычислительные эксперименты на двух открытых наборах данных с использованием различных способов комбинирования классификаторов. **Практическая значимость:** разработанные модули могут быть использованы для обработки данных, полученных от сенсоров системы управления информацией и событиями безопасности.

Ключевые слова — обнаружение вторжений, сетевые атаки, нейронные сети, иммунные детекторы, нейронечеткие классификаторы, метод главных компонент.

Введение

Обнаружение сетевых атак является одной из актуальных проблем защиты информации вследствие быстрого развития компьютерных технологий и несовершенства существующих методов обнаружения атак. В целях исправления сложившейся в этой области ситуации текущие усилия исследователей направлены на поиск и применение новых, в том числе гибридных и адаптивных, схем обнаружения.

В данном исследовании предпринята попытка выявления сетевых атак на основе анализа соединений, характеризующих деятельность удаленных хостов. В этом случае мониторинг сетевой активности, как правило, состоит из следующих этапов. На первом этапе осуществляется фильтрация входящих и исходящих пакетов, собранных с помощью агентов-сенсоров, установленных в контролируемых узлах сети. На данном этапе также происходит агрегация пакетов для формирования признаков установленной сессии относительно уникальной пары сокетов. На следующем этапе собранные с первого уровня данные помещаются в хранилище для их последующей обработки и интерпретации. На последнем этапе происходит уведомление администратора об обнаруженных изменениях в политике безопасности и предлагаются возможные способы решения для предотвращения дальнейшего хода развития вторжения.

В настоящей работе задача обнаружения сетевых атак решается на основе применения гибридного подхода, особенностью которого является комплексирование использования традиционной модели обнаружения, основанной на сигнатурном подходе, и нескольких дополнительных моделей — статически обученных нейронных сетей, нейронечетких классификаторов и динамически обучающихся иммунных детекторов, что позволяет говорить о реализации многоуровневого и адаптивного обнаружения сетевых атак. Использование нейронных сетей и нейронечетких классификаторов предполагает, что характер действий нарушителя с течением времени остается постоянным и предсказуемым. При применении иммунных детекторов принимается во внимание динамическая составляющая поведения атакующего: в режиме обнаружения классификаторы продолжают обучаться на новых признаках обнаруженных атак. В целях ускорения обучения, тестирования и запуска детекторов применяется также алгоритм, реализующий метод главных компонент.

Релевантные работы

В настоящее время существует множество работ, в которых исследуется применимость рассматриваемых методов в задачах обнаружения атак. Представим некоторые из этих работ более детально. В качестве обучающего множества для искусственных нейронных сетей могут служить

различные данные. Так, в работах [1, 2] для решения поставленной задачи предлагается использовать многослойную нейронную сеть, обученную на данных из множества сигнатур Snort. Во многих работах, например [3–5], в качестве обучающих данных используется множество записей KDD Cup 99. Еще одним источником данных являются смоделированные соединения. Примером работы, в которой автор использовал трехслойную нейронную сеть прямого распространения в качестве бинарного классификатора сетевых соединений, является статья [6]. Данные работы объединяет общая идея применения одного классификатора, направленного на выявление нелегитимного трафика.

Другие авторы [7, 8] предлагают модель иммунной системы с жизненным циклом Т-лимфоцитов, в которой учитывался процесс их созревания в тимусе, а также активация, формирование клеток иммунной памяти через сигнал костимуляции и гибель иммунных клеток. Разработанная ими система LISYS (*Lightweight Immune SYStem*) предназначена для обнаружения вторжений в распределенной среде. Хотя эта система обладает рядом преимуществ, включая относительно небольшие вычислительные издержки, надежность и масштабируемость, авторы отмечают некоторые из недостатков. Среди них — невозможность обнаружения сетевых атак с применением протокола UDP и возможность обмануть систему путем проведения распределенных во времени атак типа медленного сканирования. Работа [9] предоставляет обзор двухуровневой системы обнаружения вторжений, в которой совмещены преимущества иммунных систем и сетей Кохонена. На первом этапе происходит фильтрация признаков сетевых соединений с помощью иммунных детекторов, обученных по методу отрицательного отбора, тем самым отсеиваются те образцы, которые соответствуют нормальным соединениям. На втором этапе аномальные экземпляры обрабатываются самоорганизующимися картами и группируются в отдельные кластеры со схожими признаками. В работе [10] также представлена двухуровневая модель, в которой для обнаружения аномалий использовались иммунные системы, а для обнаружения злоупотреблений — нейронные сети с методом главных компонент.

Применение нейронечетких систем к задачам обнаружения вторжений обсуждалось в работах [11–13]. Их авторы использовали параметры наборов данных KDD Cup 99 и DARPA 1998 как входные данные для нечетких классификаторов, построенных на основе нечеткого вывода Сугено.

Существуют также различные гибридные подходы, например комбинирование аппарата иммунных систем и нейронных сетей [14–16]. В качестве иммунных детекторов выбраны многослойные нейронные сети, которые генерируются при помощи метода клональной селекции. Эксперименты

были проведены на наборе данных KDD Cup 99, они доказали высокую способность детекторов приспосабливаться к новым типам атак.

Другим гибридным решением задачи обнаружения вторжений является комбинирование нескольких нейронных сетей в единый классификатор. Так, работа [17] посвящена применению метода SVM и радиально-базисных сетей для классификации записей из набора данных NSL-KDD. Итоговый классификатор представляется как композиция последовательно построенных на разных выборках классификаторов и процедуры простого голосования. В результате уровень классификации удалось повысить примерно на 1,6 % по сравнению с классификаторами, взятыми по отдельности. Другие авторы [18, 19] предлагают подавать выходные значения от нескольких нейронных сетей, обученных различными алгоритмами, на вход процедуры взвешенного голосования и голосования по большинству. На тестовой выборке, состоящей из 6890 образцов, достигнута точность классификации выше 99 %.

Статья [20] описывает двухуровневую схему обнаружения и классификации атак. Несколько адаптивных нейронечетких модулей объединены вместе. Каждый из них предназначен для обнаружения только одного класса соединений и обрабатывает параметры записей KDD Cup 99. Итоговая классификация выполняется нечетким модулем принятия решений, который реализует систему нечеткого вывода Мамдани с двумя функциями принадлежности. Этот модуль ответственен за определение того, насколько аномальной является обрабатываемая запись. Ее класс соответствует классу нечеткого модуля первого уровня с наибольшим выходным значением.

В настоящей статье предложен подход, развивающий рассмотренные работы. Он основан на реализации многоуровневого и адаптивного обнаружения сетевых атак за счет комбинации нейронных сетей, иммунных систем и нейронечетких классификаторов. Адаптивные детекторы выполняют параллельную обработку входных признаков соединений. Детекторы обучены на различных выборках данных и предназначены для классификации одного соединения.

Классификаторы на основе нейронных сетей

При разработке общего подхода и программного средства для обнаружения и классификации сетевых атак была выбрана система из многослойных нейронных сетей с одним скрытым слоем. Каждая нейросеть состоит из трех слоев, в которых находятся идентичные по структуре вычислительные узлы, организованные таким образом, что выход одного нейрона соединяется

с входом каждого нейрона следующего слоя. Внешний слой нейронных элементов распределяет входные сигналы $\mathbf{X}^{(1)} = (\mathbf{x}_1^{(1)}, \dots, \mathbf{x}_{29}^{(1)})^T$, представляющие собой вычисленные параметры сетевого соединения, на нейронные элементы скрытого слоя. Набор входных сигналов $\mathbf{X}^{(1)}$ представляет собой 29-мерный (по числу вычисляемых атрибутов сетевого трафика) вектор признаков рассматриваемого сетевого соединения. Каждый элемент этого вектора нормализован и представляет собой вещественное число в интервале $[0;1]$. Число нейронов в скрытом слое эвристически выбрано равным 20. Входной сигнал для каждого узла этого слоя представляет собой взвешенную сумму выходных сигналов всех узлов предыдущего слоя. Первый слой создает на входе активирующего элемента каждого узла второго слоя сигнал: $x_i^{(2)} = w_{i1}^{(1)} \cdot x_1^{(1)} + \dots + w_{i29}^{(1)} \cdot x_{29}^{(1)} + \theta_i$, $i = 1, \dots, 20$, $w_{ij}^{(1)}$ — веса, модифицирующие сигналы $\mathbf{X}^{(1)}$; θ_i — параметр смещения i -го нейрона скрытого слоя. Последний выходной слой состоит из одного нейронного элемента и осуществляет отображение преобразованных исходных сигналов в два класса, которые характеризуют тип атаки или нормальное соединение. Сигнал $X^{(3)}$, подаваемый на его вход, формируется следующим образом: $X^{(3)} = w_1^{(2)} \cdot \varphi(x_1^{(2)}) + \dots + w_{20}^{(2)} \cdot \varphi(x_{20}^{(2)}) + \theta$, $\varphi(x) = \text{th}(x)$ — симметричная сигмоидальная функция активации; $w_j^{(2)}$ — весовые коэффициенты нейронов второго слоя; θ — параметр смещения выходного нейрона. Положительное значение выходного нейрона ($\varphi(X^{(3)}) > 0$) характеризует атаку. Отрицательное значение на выходе ($\varphi(X^{(3)}) < 0$) характеризует нормальное соединение. Для распознавания каждого типа атаки формируется отдельный нейросетевой детектор, выполняющий классификацию параллельно с остальными. Для его обучения используется обучающая выборка, состоящая из 50 % соединений одного из типов атак и 50 % нормального трафика. Для обучения нейросетевого классификатора применяется модифицированный алгоритм обратного распространения ошибки [21]. Среди его основных преимуществ можно отметить существенное увеличение скорости сходимости за счет динамической корректировки весов.

Классификаторы на основе иммунных систем

При построении иммунных детекторов в качестве основы была взята эволюционная модель с жизненным циклом, предложенная Хоф-

майером и Форестом (Hofmeyr and Forrest) [7] и дополненная реализацией двухступенчатой фазы обучения и способностью детекторов «делиться» между собой накопленными знаниями об угрозах.

Каждый иммунный детектор представляет собой самоорганизующуюся двухслойную сеть (карту) Кохонена. Первый слой распределяет входной сигнал $\mathbf{X} = (\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_{29})^T$ — вектор признаков сетевого соединения. Второй слой представляет собой двумерную квадратную решетку размером 15×15 . Каждая компонента x_i ($1 \leq i \leq 29$) входного сигнала связана с нейроном выходного слоя и имеет синаптический вес w_{ijk} .

В сетях Кохонена применяется конкурентное обучение. При подаче вектора на вход карты побеждает тот нейрон выходного слоя, вектор весов которого в наименьшей степени отличается от входного вектора. Для нейрона-победителя (i, j) выполняется соотношение $d(\mathbf{X}, \mathbf{W}_{ij}) = \min_{\substack{1 \leq m \leq 15 \\ 1 \leq n \leq 15}} d(\mathbf{X}, \mathbf{W}_{mn})$,

где $d(\mathbf{X}, \mathbf{W}_{ij})$ — расстояние между входным вектором $\mathbf{X}$ и весовым вектором нейрона-победителя $\mathbf{W}_{ij} = (\mathbf{w}_{1ij}, \dots, \mathbf{w}_{29ij})^T$.

В процессе обучения вокруг нейрона-победителя образуется окружение из тех нейронов, чьи веса близки к весовому вектору нейрона-победителя относительно выбранной метрики. Их веса корректируются по правилу Кохонена $\mathbf{W}_{pq}(t+1) = \mathbf{W}_{pq}(t) + \gamma(\mathbf{X} - \mathbf{W}_{pq}(t))$, где γ — коэффициент скорости обучения; t — номер текущей итерации алгоритма; $1 \leq p \leq 15$, $1 \leq q \leq 15$.

Для распознавания каждого типа атаки выделяется несколько иммунных детекторов, которые обучаются на разных выборках из обучающего множества. За счет этого достигается создание уникальных классификаторов, разнообразных по своей структуре и способных реагировать на широкий спектр аномальной сетевой активности. После обучения детекторы подвергаются отрицательному отбору: для этого на их вход подается заранее подготовленная выборка, содержащая набор параметров только нормальных соединений. Те детекторы, которые распознали каждый элемент этого набора как нормальное соединение, допускаются к анализу сетевого трафика. Остальные классификаторы обучаются повторно по ранее настроенным весовым коэффициентам (рис. 1).

Первая группа иммунных детекторов, прошедших стадию отрицательного отбора, становится клетками памяти, наделяется бесконечным сроком жизни и допускается к анализу сетевого трафика без возможности обучения других иммунных детекторов (в случае обнаружения атаки они не добавляют параметры обнаруженного аномального соединения в обучающее



■ Рис. 1. Жизненный цикл иммунного детектора

множество). Другая группа классификаторов имеет конечный срок жизни. Если за отведенный период времени такой детектор не обнаружил ни одной атаки, он направляется на повторный этап обучения. В противном случае его срок жизни увеличивается, и он производит запись признаков нелегитимной сессии в обучающее множество. Поэтому новое поколение детекторов будет использовать расширенное обучающее множество данных и охватывать новый набор аномальных соединений. Тем самым описанная выше методика обучения иммунных детекторов включает в себя две стадии — настройку весовых коэффициентов с помощью образцов нелегитимного трафика и тестирование на предмет ложных срабатываний с помощью отрицательного отбора.

Стоит отметить, что существенное значение в корректности обнаружения вторжений при помощи иммунных детекторов имеет специально подобранное значение порога. Слишком малое его значение означает возможность пропуска атак, а слишком большое значение увеличивает число ложных срабатываний.

Нейронечеткие классификаторы

Данные классификаторы представляют собой пятислойную сеть прямого распространения сигнала, в которой реализован нечеткий вывод Такаги — Сугено. Входом для такой сети являются количественные значения сетевых параметров, выход сети — результат идентификации соединения. Для дискретизации каждого входного значения было выбрано пять лингвистических термов: {«малое», «небольшое», «среднее», «достаточно большое», «большое»}.

Первый слой вводит операцию фаззификации входных параметров и задает для них нечеткие термы. Для каждого термина этого слоя в качестве

функции принадлежности выбрана колоколо-

образная функция $\left(1 + \left|\frac{x - c}{a}\right|^{2b}\right)^{-1}$. Выходом этого

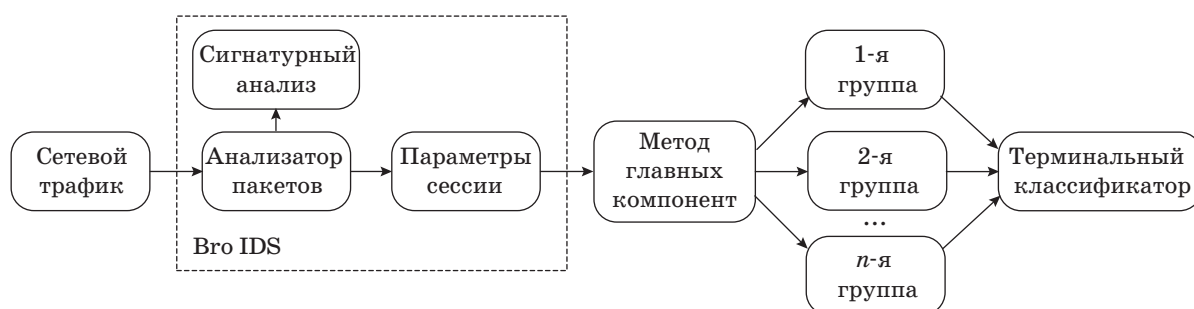
слоя являются значения функций принадлежности для заданных значений входов. Второй слой задает antecedentes нечетких правил и осуществляет произведение входных сигналов или применяет операцию минимума для входных сигналов. Выход этого слоя — степень выполнения правил. Третий слой отвечает за нормализацию выходных значений предыдущего слоя. Каждый узел этого слоя вычисляет относительную степень выполнения входного нечеткого правила. В четвертом слое рассчитываются вклады каждого нечеткого правила в выход сети. Единственный узел пятого слоя агрегирует результат, полученный по каждому правилу. Для обучения применялся алгоритм обратного распространения ошибки и смешанный набор признаков соединений. Выход сети настраивался таким образом, чтобы он равнялся 1 в случае, если класс атаки соответствует типу данной сети, и -1 в противном случае.

Схема гибридизации

Предложенная обобщенная схема гибридизации сигнатурного и адаптивного подходов представлена на рис. 2.

Для анализа пакетов и формирования параметров сессии использовалась система Bro IDS [22], к которой были добавлены дополнительные скрипты для обработки сетевых событий. В системе имеется встроенный интерпретатор сценариев, который обеспечивает обработку различных сетевых событий.

При формировании записи о каждом сформированном соединении из поля данных и заголовка каждого пакета выделяются и вычисляются



■ Рис. 2. Схема гибридизации

параметры, необходимые для классификации соединений. Также собираются статистические сведения об открытых в данный момент соединениях. Опционально для уменьшения размерности входной вектор сжимается по методу главных компонент. Каждая группа детекторов, обученная для распознавания одного определенного типа соединения, обрабатывает последний набор признаков. Конечный результат классификации выдается терминальным классификатором.

В рамках этой схемы возможно применение нескольких методик обнаружения атак. Первая из них подразумевает, что каждая группа состоит из нескольких однотипных классификаторов, которые обучены на разных выборках из обучающего множества. Это позволяет создавать детекторы, которые отличаются друг от друга настроенными весовыми коэффициентами, и тем самым повышать количественные показатели обнаружения атак. Вторая методика предполагает применение гетерогенных классификаторов внутри каждой группы. Здесь для распознавания конкретного типа атаки использованы экземпляры каждой из трех моделей. В обоих случаях выходные значения от всех классификаторов могут быть рассмотрены как входной вектор для терминального классификатора.

Рассмотрим подробнее процесс обнаружения атак. Его можно разбить на три этапа.

На первом этапе осуществляется IP-дефрагментация сырых пакетов и сборка TCP-сегментов в сессии. Каждое соединение (сессия) есть последовательность TCP-пакетов за определенный временной интервал, в рамках которого происходит передача данных между парой удаленных хостов $\langle \text{addr_src}, \text{port_src} \rangle$ и $\langle \text{addr_dst}, \text{port_dst} \rangle$ с использованием определенного протокола. В процессе анализа сетевого трафика отслеживаются пакеты, инициирующие начало сессии (SYN) и служащие признаком ее завершения (FIN, RST, timeout). Каждую сессию можно охарактеризовать как набор параметров, элементы которого условно разбиты на две группы: атрибуты, полученные из заголовков пакетов (тип используемого протокола, признак равенства портов отпра-

вителя и получателя и т. п.), и статистические данные (количество соединений к заданному хосту в течение последних двух секунд, процентное число соединений к различным службам и т. п.). Кроме того, этот этап отвечает за первоначальное обнаружение сетевых аномалий путем проверки соответствия содержимого отдельных пакетов заданным регулярным выражениям в сигнатурном множестве.

Второй этап включает применение метода главных компонент и преобразование выходных параметров каждой сессии в сжатый набор атрибутов. Каждый элемент нового вектора есть линейная комбинация элементов старого вектора с коэффициентами, в роли которых выступают элементы собственных векторов матрицы ковариации исходных данных.

Третий этап представляет собой применение нескольких групп адаптивных классификаторов. Каждая группа состоит из детекторов, отвечающих за распознавание одного определенного типа соединения. Для повышения скорости классификации каждый детектор обрабатывает входящий набор параметров параллельно с остальными.

Терминальный классификатор может быть представлен несколькими способами. Простейший из них — процедура голосования по большинству. В этом случае классом соединения является тот, за который проголосовало большее количество детекторов внутри определенной группы. Другим методом для реализации терминального классификатора является взвешенное голосование [13] и его модификация — бустинг [23]. В этом случае каждому классификатору будет назначен соответствующий коэффициент, присвоенный ему в процессе обучения. Это позволит более обоснованно применять тот или иной классификатор в зависимости от его показателей корректности распознавания атак, вычисленных на образцах обучающего множества. Следующий подход заключается в выборе наилучшего классификатора для каждой конкретной записи и игнорировании остальных. Основной сложностью здесь является построение для каждого классификатора заданной области компетентности

в пространстве признаков [24]. Также предлагается использовать выходные значения от классификаторов первого уровня в качестве обучающего множества для терминального классификатора. Этот прием, известный как многоярусное обобщение (stacked generalization) [25], может быть построен на основе методов интеллектуального анализа данных.

Эксперименты

Для проверки описанных моделей были выбраны два открытых набора данных: KDD Cup 99 и NSL-KDD. Для этих наборов каждая запись представляет собой образ реальной сетевой сессии, описанной в виде набора из 41 параметра, и промаркирована как атака или нормальное соединение. Разработанная система обнаружения вторжений осуществляет мониторинг на уровне данных, полученных из пакетных заголовков, и статистических сведений, сформированных методом скользящего окна. Поэтому было выбрано 29 параметров, удовлетворяющих этому требованию. Кроме того, для классификации соединений выбрано 5 видов DoS-атак и 4 вида атак типа сканирование портов. Полученные от системы Вро данные обрабатываются модулями, в которых реализован механизм классификации соединений с применением предложенных детекторов. Для проверки эффективности функционирования моделей выбраны следующие численные показатели: $FP = \frac{n_{FP}}{n_{FP} + n_{TN}} \cdot 100\%$ — процентное количество образцов нормальных соединений, распознанных как атаки (false positive); $TP = \frac{n_{TP}}{n_{TP} + n_{FN}} \cdot 100\%$ — процентное количество верно распознанных образцов аномальных соединений (true positive); $CC = \frac{n_{CC}}{n} \cdot 100\%$ — процентное количество образцов сетевых соединений, класс которых был верно определен (correct classification). Значение порога для иммунных детекторов было выбрано экспериментальным путем таким образом, чтобы на обучающих данных выполнялось $TP - FP + CC \rightarrow \max$.

Результаты экспериментов для каждого подхода с указанными значениями этих параметров, в которых в качестве терминального классификатора использовалась процедура голосования по большинству, представлены в табл. 1.

Как видно из полученных результатов, нейросетевые и нейронечеткие классификаторы по сравнению с иммунными детекторами имеют большее число корректно распознанных соединений при анализе сетевых параметров. А значит эти классификаторы являются более предпочтительным инструментом при обнаружении сетевых атак. В то же время иммунные детекторы за счет динамической конфигурации весов способны модифицировать свою структуру в ответ на обнаруженные атаки. Поэтому в процессе анализа сетевого трафика показатели эффективности распознавания сетевых атак иммунными детекторами увеличиваются с течением времени. Этот механизм эволюции, а также обновляемый набор обучающих данных способствуют повышению распознавания ранее неизвестных типов атак.

Нейронные сети среди предложенных трех моделей показали наилучшую степень распознавания образцов сетевых соединений. Для нейронечетких классификаторов характерен длительный процесс обучения. Это объясняется трудоемкостью вычислений, связанной с многоуровневой структурой сети, и настройкой параметров функций принадлежности в нечетких правилах. Тем не менее показатель обнаружения атак для этих классификаторов является высоким и сопоставимым с показателем нейронных сетей.

Кроме того, для каждого типа атаки были вычислены показатели обнаружения различными детекторами. Так, в табл. 2 представлены показатели эффективности распознавания атак на наборе KDD Cup 99 комбинированными классификаторами. В представленной таблице левый столбец — тип соединения, верхняя строка — тип классификаторов, их пересечение — процентное число правильно распознанных атак.

Методом комбинирования отдельных классификаторов удалось добиться увеличения показателей обнаружения на 3,85 и 3,96 % по сравнению со средним значением этой величины для

■ Таблица 1. Показатели FP, TP, CC

Подход	KDD Cup 99			NSL-KDD		
	FP	TP	CC	FP	TP	CC
Нейронные сети	3,56	98,95	73,56	7,08	98,24	56,86
Иммунные детекторы	2,26	91,16	94,82	12,51	93,06	65,65
Нейронечеткие классификаторы	11,65	98,29	88,89	16,94	96,37	83,06
Комбинация подходов	1,31	99,98	77,04	5,11	99,85	57,96

■ **Таблица 2.** Показатели эффективности распознавания атак комбинированными классификаторами, %

	back	neptune	pod	smurf	teardrop	ipsweep	nmap	ports-p	satan
back	100	0	0	0	0	0	0	0,46	3,37
neptune	0	99,98	0	0	0	0	0,56	99,99	99,93
pod	0	0	60,98	0	34,09	1,89	1,89	100	37,88
smurf	0	0	0	99,92	0	0	0,05	0	0,09
teardrop	0	0	56,63	0	100	0,2	0	100	100
ipsweep	0	0	0,4	0	0	100	91,95	1,69	0,4
nmap	0	0	0,43	0	0	44,16	100	44,59	44,59
ports-p	0,1	3,09	0,1	0	0	67,6	0,39	100	89,68
satan	0	88,64	0	0	0	9,28	0,25	88,26	99,87
normal	0,06	0,03	0,05	0,03	0	0,1	0,44	0,25	0,56

отдельных классификаторов соответственно для KDD Cup 99 и NSL-KDD. В то же время показатель корректной классификации остался выше этого показателя для нейронных сетей.

Построенная система обнаружения вторжений может быть использована в реальных компьютерных сетях после предварительного обучения на трафике, характерном для этой сети. В частности, в настоящее время исследование направлено на проведение экспериментов, связанных с новыми сгенерированными данными. С этой целью был создан программный стенд для моделирования компьютерной сети крупного предприятия, используемой для экспериментов с разработанной SIEM-системой [26] с учетом различных уязвимостей программно-аппаратного обеспечения [27].

Заключение

Представлена реализация гибридной системы обнаружения вторжений, предназначенной для анализа трафика в компьютерных сетях с применением стека протоколов TCP/IP. При ее построении за основу была взята система Bro. Одним из ее преимуществ является гибкая расширяемость

функциональных возможностей за счет написания дополнительных скриптов для обработки сетевых событий. Это позволяет встраивать необходимые сценарии, предназначенные для формирования параметров сессии. Для анализа таких параметров предложены три модуля, которые основаны на различных адаптивных моделях: нейронных сетях, иммунных детекторах и нейронечетких классификаторах. Эксперименты проведены на двух наборах данных: KDD Cup 99 и NSL-KDD. Полученные результаты показали, что в сравнении с существующими подходами к обнаружению, оцененными на данных наборах, предложенная схема комплексирования позволяет достичь компромисса между распознаванием неизвестных типов угроз и ложными срабатываниями. Дальнейшее исследование будет направлено на поиск и применение других гибридных подходов к обнаружению атак, создание экспериментальных наборов данных и проведение экспериментов.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (13-01-00843, 14-07-00697, 14-07-00417, 15-07-07451) и программы фундаментальных исследований ОНТИ РАН (контракт № 1.5).

Литература

1. Silva L., Santos A., Silva J., Montes A. A Neural Network Application for Attack Detection in Computer Networks // Proc. of Intern. Joint Conf. on Neural Network. 2004. Vol. 2. P. 1569–1574.
2. Vollmer T., Manic M. Computationally Efficient Neural Network Intrusion Detection Security Awareness // 2nd Intern. Symp. on Resilient Control Systems. 2009. P. 25–30.
3. Lei J. Z., Ghorbani A. Network Intrusion Detection Using an Improved Competitive Learning Neural

Network // Proc. of Second Annual Conf. on Communication Networks and Services Research. 2004. P. 190–197.

4. Wang G., Hao J., Ma J., Huang L. A New Approach to Intrusion Detection Using Artificial Neural Networks and Fuzzy Clustering // Expert Systems with Applications. 2010. Vol. 37. Iss. 9. P. 6225–6232.
5. Lei J. Z., Ghorbani A. A. Improved Competitive Learning Neural Networks for Network Intrusion and Fraud Detection // Neurocomputing. 2012. Vol. 75. Iss. 1. P. 135–145.

6. Cannady J. Artificial Neural Networks for Misuse Detection // Proc. of National Information Systems Security Conf. 1998. P. 368–381.
7. Hofmeyr S. A., Forrest S. Architecture for an Artificial Immune System // Journal of Evolutionary Computation. 2000. Vol. 8. N 4. P. 443–473.
8. Hofmeyr S. A. An Immunological Model of Distributed Detection and its Application to Computer Security: PhD dissertation. — Department of Computer Sciences, University of New Mexico. 1999. — 113 p.
9. Powers S. T., He J. A Hybrid Artificial Immune System and Self Organising Map for Network Intrusion Detection // Information Sciences. 2008. Vol. 178. Iss. 15. P. 3024–3042.
10. Zhou Y. P. Hybrid Model Based on Artificial Immune System and PCA Neural Networks for Intrusion Detection // Asia-Pacific Conf. on Information Processing. 2009. Vol. 1. P. 21–24.
11. Toosi A. N., Kahani M., Monsefi R. Network Intrusion Detection Based on Neuro-Fuzzy Classification // Proc. of Intern. Conf. on Computing and Informatics. 2006. P. 1–5.
12. Orang Z. A., et al. Using Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System in Alert Management of Intrusion Detection Systems // Intern. Journal of Computer Network and Information Security. 2012. Vol. 4. N 11. P. 32–38.
13. Zainal A., Maarof M. A., Shamsuddin S. M. Ensemble Classifiers for Network Intrusion Detection System // Information Assurance and Security. 2009. Vol. 4. P. 217–225.
14. Vaitsekhovich L. Intrusion Detection in TCP/IP Networks Using Immune Systems Paradigm and Neural Network Detectors // XI Intern. PhD Workshop OWD. 2009. P. 219–224.
15. Komar M., Golovko V., Sachenko A., Bezobrazov S. Development of Neural Network Immune Detectors for Computer Attacks Recognition and Classification // IEEE 7th Intern. Conf. on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems (IDAACS). 2013. Vol. 2. P. 665–668.
16. Golovko V., Komar M., Sachenko A. Principles of Neural Network Artificial Immune System Design to Detect Attacks on Computers // Intern. Conf. on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET). 2010. P. 237.
17. Govindarajan M., Chandrasekaran R. M. Intrusion Detection Using an Ensemble of Classification Methods // Proc. of the World Congress on Engineering and Computer Science. 2012. Vol. 1. P. 459–464.
18. Mukkamala S., Sung A. H., Abraham A. Intrusion Detection Using Ensemble of Soft Computing Paradigms // Intelligent Systems Design and Applications, Advances in Soft Computing. 2003. Vol. 23. P. 239–248.
19. Mukkamala S., Sung A. H., Abraham A. Intrusion Detection Using an Ensemble of Intelligent Paradigms // Journal of Network and Computer Applications. 2005. Vol. 28. Iss. 2. P. 167–182.
20. Toosi A. N., Kahani M. A New Approach to Intrusion Detection Based on an Evolutionary Soft Computing Model Using Neuro-Fuzzy Classifiers // Computer Communications. 2007. Vol. 30. Iss. 10. P. 2201–2212.
21. Riedmiller M., Braun H. A Direct Adaptive Method for Faster Backpropagation Learning: The RPROP Algorithm // IEEE Intern. Conf. on Neural Networks. 1993. P. 586–591.
22. Bro 2.3.2 documentation. <https://www.bro.org/documentation/index.html> (дата обращения: 10.02.2015).
23. Syarif I., Zaluska E., Prugel-Bennett A., Wills G. Application of Bagging, Boosting and Stacking to Intrusion Detection // Machine Learning and Data Mining in Pattern Recognition. 2012. Vol. 7376. P. 593–602.
24. Merz C. J. Combining Classifiers Using Correspondence Analysis // Advances in Neural Information Processing. 1997. P. 591–597.
25. Prodromidis A., Chan P., Stolfo S. Meta-Learning in Distributed Data Mining Systems: Issues and Approaches // Advances in Distributed and Parallel Knowledge Discovery. 2000. P. 81–113.
26. Котенко И. В., Саенко И. Б., Полубелова О. В., Чечулин А. А. Применение технологии управления информацией и событиями безопасности для защиты информации в критически важных инфраструктурах // Тр. СПИИРАН. 2012. Вып. 1(20). С. 27–56.
27. Федорченко А. В., Чечулин А. А., Котенко И. В. Исследование открытых баз уязвимостей и оценка возможности их применения в системах анализа защищенности компьютерных систем и сетей // Информационно-управляющие системы. 2014. № 5. С. 72–79.

UDC 004.056

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.69

Network Attack Detection Based on Combination of Neural, Immune and Neuro-fuzzy Classifiers

Branitskiy A. A.^a, Junior Researcher, branitskiy@comsec.spb.ru

Kotenko I. V.^a, Dr. Sc., Tech., Head of Laboratory of Computer Security Problems, ivkote@comsec.spb.ru

^aSaint-Petersburg Institute for Informatics and Automation of RAS, 39, 14 Line, V. O., 199178, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: Imperfection of existing methods of intrusion detection and changing nature of malicious actions of the attackers lead computer systems to a compromised state. Therefore, it is important to identify new types of attacks and respond timely to them.

Purpose: The development of a hybrid scheme of detection and classification of network attacks based on a combination of adaptive classifiers. **Results:** The generalized scheme of combining the classifiers to detect network attacks is offered. On its basis the software tool is developed which enables to analyze network traffic for anomalous network activity. To reduce the number of input features it is proposed to use the principal component analysis. The key features of the technique is a multi-level analysis of network traffic and using different adaptive modules while detecting the attacks. Computational experiments are performed on two public datasets using different means of combining classifiers. **Practical relevance:** Developed modules can be used for processing the data received from the security information and event management system.

Keywords — Intrusion Detection, Network Attacks, Neural Networks, Immune Detectors, Neuro-Fuzzy Classifiers, Principal Component Analysis.

References

1. Silva L., Santos A., Silva J., Montes A. A Neural Network Application for Attack Detection in Computer Networks. *Proc. of Intern. Joint Conf. on Neural Network*, 2004, vol. 2, pp. 1569–1574.
2. Vollmer T., Manic M. Computationally Efficient Neural Network Intrusion Detection Security Awareness. *2nd Intern. Symp. on Resilient Control Systems*, 2009, pp. 25–30.
3. Lei J. Z., Ghorbani A. Network Intrusion Detection Using an Improved Competitive Learning Neural Network. *Proc. of Second Annual Conf. on Communication Networks and Services Research*, 2004, pp. 190–197.
4. Wang G., Hao J., Ma J., Huang L. A New Approach to Intrusion Detection Using Artificial Neural Networks and Fuzzy Clustering. *Expert Systems with Applications*, 2010, vol. 37, iss. 9, pp. 6225–6232.
5. Lei J. Z., Ghorbani A. A. Improved Competitive Learning Neural Networks for Network Intrusion and Fraud Detection. *Neurocomputing*, 2012, vol. 75, iss. 1, pp. 135–145.
6. Cannady J. Artificial Neural Networks for Misuse Detection. *Proc. of National Information Systems Security Conf.*, 1998, pp. 368–381.
7. Hofmeyr S. A., Forrest S. Architecture for an Artificial Immune System. *Journal of Evolutionary Computation*, 2000, vol. 8, no. 4, pp. 443–473.
8. Hofmeyr S. A. *An Immunological Model of Distributed Detection and its Application to Computer Security*. PhD dissertation. Department of Computer Sciences, University of New Mexico, 1999. 113 p.
9. Powers S. T., He J. A Hybrid Artificial Immune System and Self Organising Map for Network Intrusion Detection. *Information Sciences*, 2008, vol. 178, iss. 15, pp. 3024–3042.
10. Zhou Y. P. Hybrid Model Based on Artificial Immune System and PCA Neural Networks for Intrusion Detection. *Asia-Pacific Conf. on Information Processing*, 2009, vol. 1, pp. 21–24.
11. Toosi A. N., Kahani M., Monsefi R. Network Intrusion Detection Based on Neuro-Fuzzy Classification. *Proc. of Intern. Conf. on Computing and Informatics*, 2006, pp. 1–5.
12. Orang Z. A., Moradpour E., Navin A. H., Ahrabim A. A. A., Mirnia M. K. Using Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System in Alert Management of Intrusion Detection Systems. *Intern. Journal of Computer Network and Information Security*, 2012, vol. 4, no. 11, pp. 32–38.
13. Zainal A., Maarof M. A., Shamsuddin S. M. Ensemble Classifiers for Network Intrusion Detection System. *Information Assurance and Security*, 2009, vol. 4, pp. 217–225.
14. Vaitsekhovich L. Intrusion Detection in TCP/IP Networks Using Immune Systems Paradigm and Neural Network Detectors. *XI Intern. PhD Workshop OWD*, 2009, pp. 219–224.
15. Komar M., Golovko V., Sachenko A., Bezobrazov S. Development of Neural Network Immune Detectors for Computer Attacks Recognition and Classification. *IEEE 7th Intern. Conf. on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems (IDAACS)*, 2013, vol. 2, pp. 665–668.
16. Golovko V., Komar M., Sachenko A. Principles of Neural Network Artificial Immune System Design to Detect Attacks on Computers. *Intern. Conf. on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET)*, 2010, p. 237.
17. Govindarajan M., Chandrasekaran R. M. Intrusion Detection Using an Ensemble of Classification Methods. *Proc. of the World Congress on Engineering and Computer Science*, 2012, vol. 1, pp. 459–464.
18. Mukkamala S., Sung A. H., Abraham A. Intrusion Detection Using Ensemble of Soft Computing Paradigms. *Intelligent Systems Design and Applications, Advances in Soft Computing*, 2003, vol. 23, pp. 239–248.
19. Mukkamala S., Sung A. H., Abraham A. Intrusion Detection Using an Ensemble of Intelligent Paradigms. *Journal of Network and Computer Applications*, 2005, vol. 28, iss. 2, pp. 167–182.
20. Toosi A. N., Kahani M. A New Approach to Intrusion Detection Based on an Evolutionary Soft Computing Model Using Neuro-Fuzzy Classifiers. *Computer Communications*, 2007, vol. 30, iss. 10, pp. 2201–2212.
21. Riedmiller M., Braun H. A Direct Adaptive Method for Faster Backpropagation Learning: The RPROP Algorithm. *IEEE Intern. Conf. on Neural Networks*, 1993, pp. 586–591.
22. *Bro 2.3.2 documentation*. Available at: <https://www.bro.org/documentation/index.html> (accessed 10 February 2015).
23. Syarif I., Zaluska E., Prugel-Bennett A., Wills G. Application of Bagging, Boosting and Stacking to Intrusion Detection. *Machine Learning and Data Mining in Pattern Recognition*, 2012, vol. 7376, pp. 593–602.
24. Merz C. J. Combining Classifiers Using Correspondence Analysis. *Advances in Neural Information Processing*, 1997, pp. 591–597.
25. Prodromidis A., Chan P., Stolfo S. Meta-Learning in Distributed Data Mining Systems: Issues and Approaches. *Advances in Distributed and Parallel Knowledge Discovery*, 2000, pp. 81–113.
26. Kotenko I. V., Saenko I. B., Polubelova O. V., Chechulin A. A. Application of Security Information and Event Management Technology for Information Security in Critical Infrastructures. *Trudy SPIIRAN*, 2012, iss. 1(20), pp. 27–56 (In Russian).
27. Fedorchenko A. V., Chechulin A. A., Kotenko I. V. Open Vulnerability Bases and their Application in Security Analysis Systems of Computer Networks. *Informatsionno-upravliaushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2014, no. 5, pp. 72–79 (In Russian).

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСКОРЕННОГО ПОИСКА СИГНАЛОВ ПО ЗАДЕРЖКЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ С ЛОКАЛЬНО ОПТИМАЛЬНЫМИ КОРРЕЛЯЦИОННЫМИ СВОЙСТВАМИ

Г. Н. Мальцев^а, доктор техн. наук, профессор

А. Н. Сакулин^а, канд. техн. наук, начальник факультета радиоэлектроники

^аВоенно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, РФ

Постановка проблемы: в системах радионавигации и радиосвязи широкое распространение получают сигналы на основе псевдослучайных последовательностей большой длины. При вхождении в связь приемное устройство работает как последовательный обнаружитель и осуществляет поиск и обнаружение псевдослучайных последовательностей по задержке. При наличии ограничений на время вхождения в связь для реализации ускоренного поиска могут быть использованы модулирующие псевдослучайные последовательности с трехуровневой периодической автокорреляционной функцией, к числу которых относятся нелинейные последовательности с локально оптимальными корреляционными свойствами. Цель работы — исследование статистических вероятностно-временных характеристик ускоренного двухэтапного поиска по задержке последовательностей с локально оптимальными корреляционными свойствами. **Результаты:** обоснован принцип ускоренного поиска сигналов по задержке с использованием псевдослучайных последовательностей, обладающих трехуровневой периодической автокорреляционной функцией, и построен направленный граф, описывающий процесс двухэтапного поиска таких последовательностей по задержке в пространстве состояний с верхним и нижним порогами обнаружения. Исследование вероятностно-временных характеристик процесса поиска — вероятности правильного обнаружения псевдослучайной последовательности по задержке и среднего времени поиска — показало, что при надежном обнаружении сигнала на нижнем пороге выигрыш в среднем времени поиска по сравнению с обычным последовательным поиском имеет порядок половины корня квадратного от числа символов в периоде псевдослучайной последовательности. **Практическая значимость:** показаны возможности существенного уменьшения среднего времени поиска псевдослучайных последовательностей по задержке по сравнению с обычным последовательным поиском и «компенсации» увеличения вероятностей ложного обнаружения и пропуска сигнала на нижнем пороге обнаружения уменьшением пространства состояний ускоренного поиска.

Ключевые слова — поиск и обнаружение сигнала, псевдослучайные последовательности, автокорреляционная функция, среднее время поиска.

Введение

Информационные и измерительные радиотехнические системы различного назначения, в частности системы радионавигации [1] и радиосвязи [2], при работе с подвижными объектами системы на первом этапе работы (поиск сигнала и вхождение в связь) функционируют как поисковые системы обнаружения. На этом этапе необходимо обнаружить факт наличия сигнала и осуществить оценку его параметров (задержки, частоты и др.) с точностью до ширины полосы захвата следящих устройств, осуществляющих точную оценку параметров и слежение за ними в процессе последующих этапов работы в основном режиме функционирования системы (прием информации, измерения). Поэтому эффективное применение таких систем по назначению в значительной степени зависит от качества поиска и обнаружения сигнала при вхождении в связь.

Указанная ситуация характерна, например, для приема сложных фазоманипулированных сигналов на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП), широко используемых в современных спутниковых системах радионавига-

ции и радиоуправления [1, 3]. При вхождении в связь приемное устройство работает как последовательный обнаружитель и путем подстройки по задержке опорной ПСП осуществляет поиск и обнаружение по задержке принимаемого сигнала. Особое значение режим поиска и обнаружения ПСП по задержке приобретает при использовании длинных и сверхдлинных ПСП с числом элементов до нескольких десятков тысяч и более, когда поиск сигнала по временному сдвигу становится достаточно длительной операцией, предшествующей собственно передаче информации или навигационным определениям. В этих случаях для режима поиска и вхождения в связь разрабатываются специальные модулирующие ПСП, корреляционные свойства которых обеспечивают ускоренный поиск сигнала и синхронизацию по задержке [1, 4]. В настоящей работе рассмотрен один из способов формирования ПСП с локально оптимальными корреляционными свойствами, обеспечивающими ускоренный поиск сигнала по задержке, и исследованы вероятностно-временные характеристики поиска сигнала при использовании таких ПСП.

Формирование ПСП с локально оптимальными корреляционными свойствами

Корреляционные свойства ПСП описываются ее периодической автокорреляционной функцией (АКФ). Поиск и обнаружение по задержке сигналов, модулированных ПСП, в системах радиосвязи и радионавигации, как правило, осуществляются корреляционным обнаружителем путем последовательного обзора областей (ячеек) поиска, соответствующих длительности элемента ПСП и образующих дискретное пространство поиска [2, 4]. В случае, если имеют место временные ограничения на реализации режима поиска и вхождения в связь, для реализации ускоренного поиска сигналов по задержке необходимо использовать ПСП с определенным видом АКФ.

Синтез структуры модулирующих ПСП с корреляционными свойствами, оптимальными для конкретных приложений, представляет собой самостоятельную задачу. Общий подход к выбору модулирующих ПСП в информационных и измерительных радиотехнических системах состоит в согласовании структуры ПСП с задачами и способами (схемами) обработки принимаемых сигналов [5, 6]. При этом в зависимости от того, какие требования к сигналу являются доминирующими, выбираются соответствующие критерии синтеза модулирующих ПСП и схем их обработки. Например, для измерительных систем и систем передачи информации со сложными сигналами основным требованием является высокое качество различения принимаемых сигналов, а для систем многоканальной связи с кодовым разделением каналов основным требованием является низкий уровень взаимных межканальных помех при работе в общей полосе частот. Для поисковых систем обнаружения на этапе вхождения в связь основным требованием является быстрый поиск сложного сигнала по всем его параметрам и вхождение приемной системы в синхронизм.

Возможность ускоренного поиска сложных сигналов на основе ПСП по задержке возникает при использовании модулирующих ПСП с периодической АКФ, имеющей, кроме основного пика, регулярно расположенные боковые пики. В этом случае при последовательном поиске ПСП по задержке корреляционным обнаружителем фиксация боковых пиков позволяет после определенного числа шагов поиска, меньшего числа элементов в периоде ПСП, определить положение основного пика. Требуемый вид нормированной дискретной периодической АКФ ПСП при этом соответствует трехуровневой периодической функции вида

$$R(m\Delta t) = \begin{cases} 1, & m \equiv 0 \pmod{M}; \\ R_1, & m \equiv 0 \pmod{L}, m \not\equiv 0 \pmod{M}; \\ R_2, & m \not\equiv 0 \pmod{L}, \end{cases} \quad (1)$$

где Δt — длительность двоичных символов ПСП; M — число элементов в периоде (длина) ПСП; L кратно M ($L|M$ — L делит M), $m = 1, \dots, M$. Графическое представление АКФ, соответствующей дискретной АКФ ПСП вида (1) при $R_2 = 0$, приведено на рис. 1.

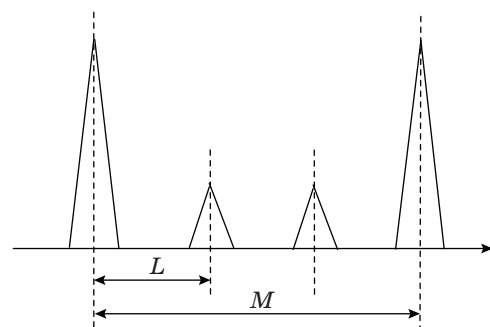
Пусть ПСП задается последовательностью двоичных символов $a_m = \{0, 1\}$, $m = 1, \dots, M$, и представляется вектором $\mathbf{a} = \{a_1, a_2, \dots, a_M\}^T$. Выражение (1) определяет значения нормированной дискретной периодической АКФ ПСП

$$R(m\Delta t) = \frac{1}{\|\mathbf{a}\|^2} \sum_{i=1}^M a_{i+m} a_i^*, \text{ вычисляемой для зна-}$$

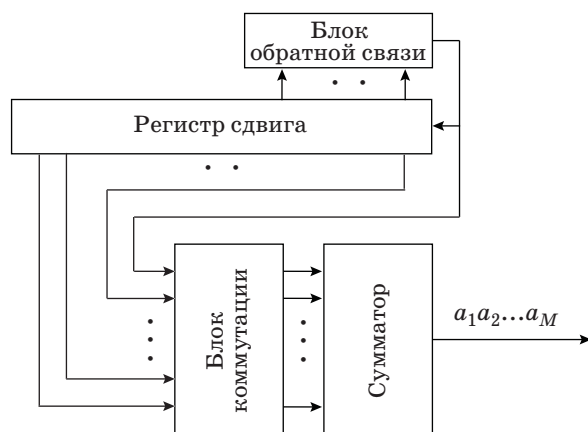
чений символов ПСП a_i на периоде $M\Delta t$, берущихся с циклическим сдвигом, в дискретных точках $\tau = m\Delta t$, соответствующих значениям временных сдвигов, кратных длительности символа ПСП Δt . Единичное значение АКФ $R(m\Delta t)$ соответствует ее главному пику при нулевом временном сдвиге ($m \equiv 0 \pmod{M}$), значения R_1 соответствуют регулярно следующим с периодом $L\Delta t$ (временные сдвиги, соответствующие $m \equiv 0 \pmod{L}$) боковым пикам, значения R_2 соответствуют уровню АКФ вне главного и боковых пиков (остальные временные сдвиги, соответствующие $m \not\equiv 0 \pmod{L}$).

В настоящее время известно большое число классов ПСП с различными периодическими АКФ [4–6], в том числе близкими к АКФ вида (1). Общий подход к формированию ПСП, обладающих АКФ вида (1), состоит в использовании генераторов составных последовательностей на основе генераторов более коротких компонентных ПСП с кратными периодами [5]. Одним из классов составных ПСП, позволяющим реализовать ускоренный поиск сигнала по задержке, являются нелинейные последовательности с локально оптимальными корреляционными свойствами (ПЛОКС) [7, 8].

Основой генератора нелинейной ПЛОКС (рис. 2) является $(L-1)$ -разрядный регистр сдвига. Его часть — k разрядов — охвачена обратными связями, структура которых задается блоком обрат-



■ Рис. 1. Трехуровневая периодическая АКФ ПСП



■ Рис. 2. Обобщенная структурная схема генератора нелинейной ПЛОКС

ной связи. Эти разряды, собственно, формируют исходные компонентные ПСП, а остальные разряды хранят их сдвиги. Для этого значения k и L должны быть связаны соотношением $L = 2^k - 1$. Выходные сигналы различных разрядов регистра сдвига суммируются по определенному правилу, соответствующему отображению формируемой регистром сдвига последовательности символов в элементы поля Галуа. Это правило задается блоком коммутации выходов регистра сдвига, и результирующая ПСП типа ПЛОКС $a_1a_2...a_M$ формируется на выходе сумматора.

Особенностью нелинейных ПЛОКС является их высокая структурная скрытность, характеризующая эквивалентной линейной сложностью, незначительно меньшей, чем длина ПСП, и объемом ансамбля, значительно большим, чем у большинства известных классов ПСП. Кроме того, ПСП данного класса обладают уравновешенной структурой — число символов «1» и «0» на периоде ПСП отличается на единицу, что для ПСП с нечетным значением длины (числа символов в периоде) является наилучшим показателем и обеспечивает высокую помехоустойчивость передачи информации при использовании сложных сигналов на основе таких ПСП. Поэтому в работах [7, 8] ПЛОКС рассматриваются как модулирующие ПСП, обеспечивающие повышение помехоустойчивости сигналов радиотехнических систем передачи информации.

Одновременно ПЛОКС обладают корреляционными свойствами, позволяющими использовать их для ускоренного поиска сигнала по задержке. Это обусловлено формированием ПЛОКС как составной ПСП, из более коротких исходных (компонентных) ПСП. Существуют ансамбли ПЛОКС, имеющих длину $M = 2^n = lL$ символов, где l — число компонентных ПСП; $L = 2^k - 1$ — длина компонентной ПСП, и нор-

мированную дискретную периодическую АКФ вида (1):

$$R(m\Delta t) = \begin{cases} 1, & m \equiv 0 \pmod{M}; \\ (r+1)/2^k, & m \equiv 0 \pmod{L}, m \neq 0 \pmod{M}; \\ -1/(2^n - 1), & m \neq 0 \pmod{L}. \end{cases} \quad (2)$$

Выражение (2) определяет значения дискретной периодической АКФ ПЛОКС в дискретных точках $\tau = m\Delta t$, соответствующих значениям временных сдвигов, кратных длительности символа Δt . Единичное значение нормированной АКФ $R(m\Delta t)$ соответствует ее главному пику при нулевом временном сдвиге ($m \equiv 0 \pmod{M}$), значения $R_1 = (r+1)/2^k$ соответствуют боковым пикам, регулярно следующим с периодом компонентных ПСП $L\Delta t$ (временные сдвиги, соответствующие $m \equiv 0 \pmod{L}, m \neq 0 \pmod{M}$), значения $R_2 = -1/(2^n - 1)$ соответствуют уровню АКФ вне главного и боковых пиков (остальные временные сдвиги, соответствующие $m \neq 0 \pmod{L}$). Величина коэффициента r лежит в диапазоне $0 < |r| < 1/2^{n-k-1}$ и зависит от корреляционных свойств компонентных ПСП. Если при соответствующем их подборе добиться $r \approx 0$, то главный пик периодической АКФ ПЛОКС будет превышать боковые пики примерно в L раз.

Практически периодическая АКФ используемой модулирующей ПСП может не обязательно иметь боковые пики, следующие с периодом $L = M/l$. Это усложняет алгоритм поиска, однако в общем случае достаточно, чтобы было известно их дискретное регулярное расположение на временной оси. Тогда логическая обработка результатов фиксации боковых пиков позволяет после определенного числа шагов поиска определить положение главного пика. Более важным с точки зрения технической реализации ускоренного поиска ПСП по задержке в рассматриваемом случае является то обстоятельство, что боковые пики по своему уровню значительно ниже (в типичной ситуации — в L раз), чем главный пик. Поэтому «платой» за реализацию ускоренного поиска ПСП по задержке является увеличение энергетического потенциала радиотехнической системы, который должен обеспечивать требуемые характеристики обнаружения менее «контрастных», чем главный пик, боковых пиков АКФ.

Граф состояний процесса ускоренного поиска ПСП по задержке

В общем случае последовательного поиска априорная область неопределенности неизвестного параметра сигнала может быть разбита на конечное число областей (ячеек), образующих дискретное пространство поиска. При реализа-

ции ускоренных алгоритмов поиска по задержке сигнала, модулированного ПСП с периодической трехуровневой АКФ вида (1), в частности ПЛЮКС, используется свойство регулярного расположения в дискретных точках $\tau = mL\Delta t$, $m = 0, 1, \dots, l-1$, $M = lL$, главного и боковых пиков периодической АКФ, определяющих ее первый и второй уровни, а постоянная составляющая периодической АКФ, определяющая ее третий уровень и меньшая боковых пиков примерно в l раз, оказывается несущественной.

Ускоренный поиск ПСП по задержке является последовательным, однако в отличие от обычного циклического последовательного поиска [2, 9] ускоренный поиск включает два этапа, при этом для обнаружения принимаемой ПСП по задержке используются два порога — нижний и верхний. На первом этапе осуществляется последовательный перебор ячеек поиска до обнаружения первого бокового пика периодической АКФ ПСП. На втором этапе осуществляется перебор ячеек, соответствующих боковым пикам периодической АКФ ПСП, до обнаружения главного пика периодической АКФ ПСП, определяющего задержку принимаемой ПСП. Каждая ячейка поиска соответствует дискретному значению задержки принимаемой ПСП, интервал дискретизации при этом соответствует длительности символа ПСП Δt . Под пустой ячейкой понимается область значений задержки, не соответствующая значению задержки принимаемого сигнала, а под сигнальной ячейкой — область значений задержки, соответствующая области значения задержки принимаемого сигнала. Точная оценка задержки принимаемого сигнала в пределах сигнальной ячейки осуществляется дискриминатором следящей системы [6].

Поиск и обнаружение сигнала осуществляются в условиях шума, вследствие чего возможны ошибки — пропуски и ложные обнаружения сигнала. Обнаружение на первом этапе осуществляется по превышению нижнего порога, выбираемого исходя из уровня боковых пиков АКФ ПСП, при этом достоверность принятия решений характеризуется вероятностями ложной тревоги α_0 в пустой ячейке, пропуска сигнала β_0 в ячейке, соответствующей локальному пику АКФ ПСП, и пропуска сигнала β_2 в сигнальной ячейке, соответствующей главному пику АКФ ПСП. Обнаружение на втором этапе осуществляется по превышению верхнего порога, выбираемого исходя из уровня главного пика АКФ ПСП, при этом достоверность принятия решений характеризуется вероятностями ложной тревоги α_2 в пустой ячейке, ложной тревоги α_1 в ячейке, соответствующей локальному пику периодической АКФ ПСП, и пропуска сигнала β_1 в сигнальной ячейке, соответствующей главному пику АКФ ПСП.

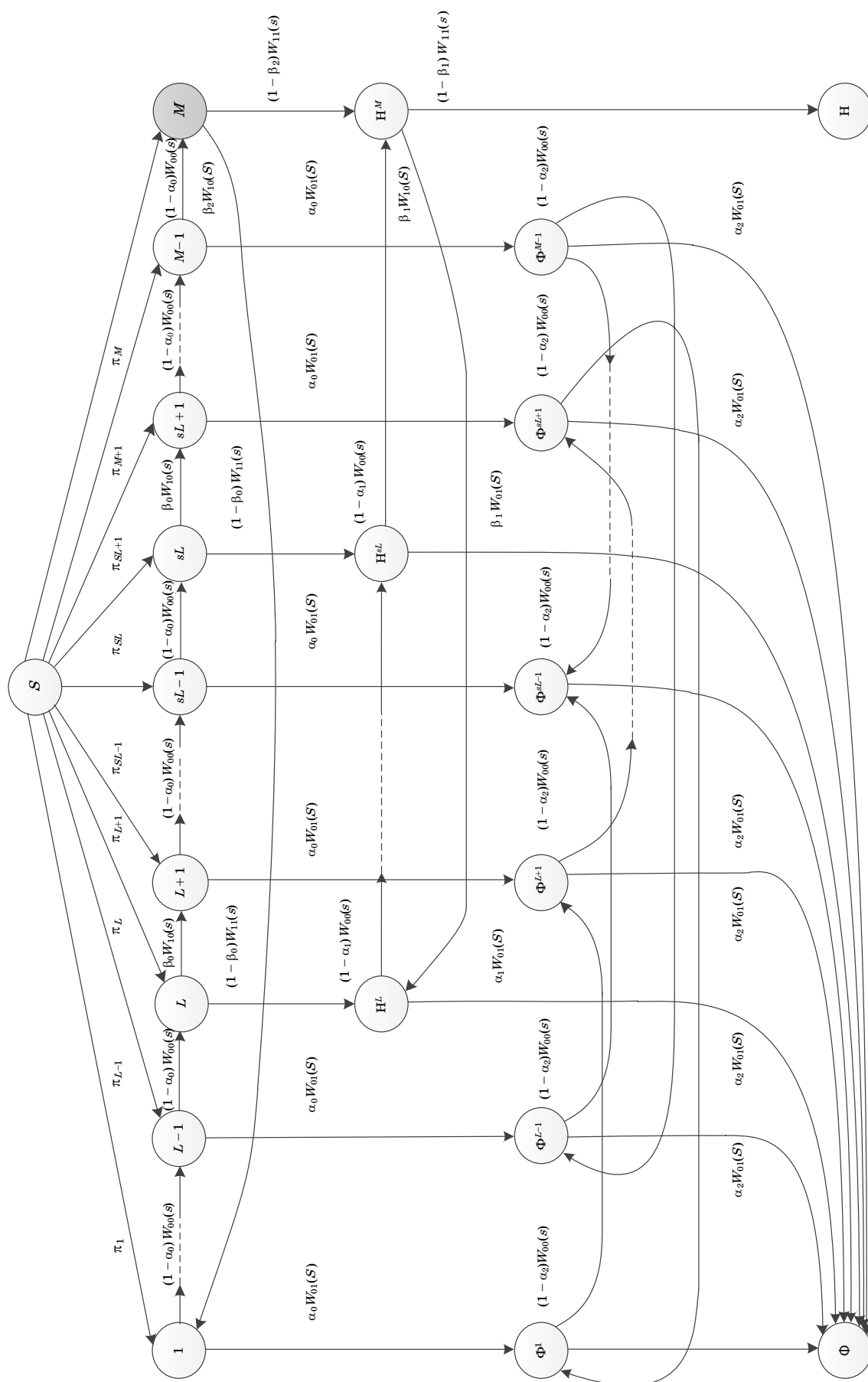
Время анализа ячейки зависит от вида алгоритма обнаружения и в общем случае полагается случайной величиной. Передаточными функциями переходов между состояниями процесса поиска являются преобразования Лапласа $W_{ij}(s)$ от плотности распределения вероятностей времени анализа ячеек. В обозначениях передаточных функций $W_{ij}(s)$ равенство нулю или единице первого индекса i указывает на то, что анализируется пустая или сигнальная ячейка соответственно, а второй индекс j равен нулю, когда принимается решение об отсутствии сигнала, и равен единице, когда принимается решение о наличии сигнала.

Процесс ускоренного поиска M -элементной ПСП по задержке с периодической АКФ вида (2) описывается обобщенным направленным графом состояний (рис. 3). Приведенный граф состояний соответствует случаю, когда при $M = Ll$ локальные пики АКФ следуют регулярно с периодом $L\Delta t$ и делят период периодической АКФ ПСП $M\Delta t$ на $l = s + 1$ равных частей. В данном случае использован так называемый «треугольный» граф, позволяющий более компактно представить процесс последовательного циклического поиска [2]. Общее число анализируемых ячеек равно числу символов M в периоде ПСП. Вершина графа S соответствует исходному состоянию начала поиска. Нахождению сигнала в каждой из возможных ячеек соответствует одна из ветвей графа. Состояние, соответствующее сигнальной ячейке, выделено темным цветом. При использовании «треугольных» графов полагается, что поиск начинается с произвольной ячейки, а M -я ячейка является сигнальной, и вводятся вероятности начала поиска в m -й ячейке π_m , $m = 1, \dots, M$, которые оказываются однозначно связаны с априорными вероятностями наличия сигнала в m -й ячейке P_m : $\pi_{M-m+1} = P_m$, $m = 1, \dots, M$. Для

вероятностей P_m и π_m выполняется $\sum_{m=1}^M P_m = 1$ и $\sum_{m=1}^M \pi_m = 1$. Переходы между состояниями в каж-

дой ветви анализа и в поглощающие состояния зависят от передаточных функций $W_{ij}(s)$, а также вероятностей ложных тревог $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$ и пропуска сигнала $\beta_0, \beta_1, \beta_2$.

Вершины графа H и Φ означают результирующие поглощающие состояния, соответствующие окончанию поиска, — правильному и ошибочному обнаружению ПСП по задержке по главному пику АКФ ПСП на втором этапе поиска. Процесс поиска попадет в эти поглощающие состояния через промежуточные состояния $H^L, H^{2L}, \dots, H^{lL}$, соответствующие правильному обнаружению локальных пиков АКФ ПСП, и состояния $\Phi^1, \dots, \Phi^{L-1}, \Phi^{L+1}, \dots, \Phi^{2L-1}, \dots$,



■ Рис. 3. Граф состояний ускоренного поиска ПСП по задержке

$\Phi^{M-l+1}, \dots, \Phi^{M-1}$, соответствующие ошибочному обнаружению локальных пиков АКФ ПСП на первом этапе поиска.

При задании передаточных функций $W_{ij}(s)$ представленный на рис. 3 направленный граф состояний позволяет определить вероятностно-временные статистические характеристики ускоренного поиска ПСП по задержке. При анализе подобных графов состояний процесса поиска общепринятым является допущение о том, что случайные времена анализа ячеек подчиняются экспоненциальному закону распределения [2, 10]. Соответствующее преобразование Лапласа определяется выражением

$$W_{ij}(s) = (1 + s\bar{\tau}_{ij})^{-1}, \quad (3)$$

где $\bar{\tau}_{ij}$ — средние значения времен анализа ячейки. Индексы i и j при значениях $\bar{\tau}_{ij}$ задаются так же, как и для передаточных функций $W_{ij}(s)$.

Вероятностно-временные характеристики ускоренного поиска ПСП по задержке

В качестве статистических характеристик ускоренного поиска ПСП по задержке будем рассматривать две вероятностно-временные характеристики: вероятность правильного обнаружения $P_{об}$ и среднее время поиска $\bar{T}_\Pi$. В терминах теории обобщенных задач поиска [11] данными характеристиками определяются надежность (точность) осуществления поиска и величина поисковых усилий, затрачиваемых на процесс поиска, соответственно, а область неопределенности неизвестного параметра сигнала (задержки ПСП) определяет поисковое пространство. В общем случае, определяя передаточные функции $H(s)$ и $\Phi(s)$ графа, соответствующие переходам в состояния правильного и ошибочного обнаружения ПСП по задержке по результатам анализа всех ячеек, и используя свойства преобразования Лапласа (4), можно получить аналитические выражения для интересующих статистических характеристик процесса поиска: $P_{об} = H(s)|_{s=0}$, $\bar{T}_\Pi = -\left[\frac{dH(s)}{ds}\right]_{s=0} + \frac{d\Phi(s)}{ds}\bigg|_{s=0}$.

Для графа состояний ускоренного поиска ПСП по задержке, изображенного на рис. 3, определение передаточных функций $H(s)$ и $\Phi(s)$ графа при переходе в поглощающие состояния H и Φ дает достаточно громоздкие результаты. Однако при определенных допущениях вероятностно-временные характеристики ускоренного процесса поиска $P_{об}$ и $\bar{T}_\Pi$ могут быть определены с использованием известных выражений для этих характеристик при обычном поиске с последовательным перебором всех

ячеек поиска и однопороговым обнаружением [2, 10]:

$$P_{об} = \frac{1-\beta}{1-\beta(1-\alpha)^{M-1}} \sum_{m=1}^M P_m (1-\alpha)^{m-1}; \quad (4)$$

$$\bar{T}_\Pi = \frac{T_a}{\alpha} - \frac{T_a(1-\beta-\alpha)}{\alpha[1-\beta(1-\alpha)^{M-1}]} \sum_{m=1}^M P_m (1-\alpha)^{m-1}, \quad (5)$$

где α — вероятность ложной тревоги; β — вероятность пропуска сигнала; $T_a = \bar{\tau}_{ij}$ — среднее время анализа ячеек, $i = 0; 1, j = 0; 1$. В выражениях (4) и (5) вероятности α и β определяются для однопорогового обнаружителя при последовательном переборе ячеек поиска.

Если полагать, что на первом этапе поиска для нижнего порога выполняется $\beta_2 = 0$, а на втором этапе поиска для верхнего порога выполняется $\alpha_2 = 0$, то процесс ускоренного поиска ПСП по задержке можно представить как двухэтапный последовательный перебор ячеек. На первом этапе осуществляется последовательный перебор L ячеек с вероятностями ложной тревоги α_0 и пропуска сигнала β_0 в каждой ячейке, а на втором этапе — последовательный перебор l ячеек с вероятностями ложной тревоги α_1 и пропуска сигнала β_1 в каждой ячейке. Для априорных вероятностей $P_k, k = 1, \dots, L$, и $P_n, n = 1, \dots, l$, нахождения сигнала в каждой из L ячеек, анализируемых на первом этапе, и в каждой из l ячеек, анализируемых на втором этапе, выполняется $\sum_{k=1}^L P_k = 1$ и $\sum_{n=1}^l P_n = 1$. Тогда при сделанных допущениях $P_{об}$

может быть определена как произведение вероятностей правильного обнаружения на первом и втором этапах, а $\bar{T}_\Pi$ — как сумма средних времен поиска на первом и втором этапах:

$$P_{об} = \left[\frac{1-\beta_0}{1-\beta_0(1-\alpha_0)^{L-1}} \sum_{k=1}^L P_k (1-\alpha_0)^{k-1} \right] \times \left[\frac{1-\beta_1}{1-\beta_1(1-\alpha_1)^{l-1}} \sum_{n=1}^l P_n (1-\alpha_1)^{n-1} \right]; \quad (6)$$

$$\bar{T}_\Pi = \frac{T_a}{\alpha_0} + \frac{T_a}{\alpha_1} - \frac{T_a(1-\beta_0-\alpha_0)}{\alpha_0[1-\beta_0(1-\alpha_0)^{L-1}]} \sum_{k=1}^L P_k (1-\alpha_0)^{k-1} - \frac{T_a(1-\beta_1-\alpha_1)}{\alpha_1[1-\beta_1(1-\alpha_1)^{l-1}]} \sum_{n=1}^l P_n (1-\alpha_1)^{n-1}. \quad (7)$$

Сомножители в выражении (6) и слагаемые в выражении (7) соответствуют первому и второму этапу ускоренного поиска ПСП по задержке

и определяются выражениями для $P_{об}$ и $\bar{T}_п$ вида (4) и (5) с заменой числа состояний M на L и l .

Выражения (6) и (7) позволяют при заданных вероятностях ложного обнаружения α_0 , α_1 и пропуска сигнала β_0 , β_1 провести анализ статистических характеристик ускоренного поиска ПСП по задержке. Поскольку рассматривается процесс ускоренного поиска, наибольший интерес представляет анализ среднего времени поиска $\bar{T}_п$. Предельные возможности уменьшения времени поиска соответствуют случаю, когда $\alpha_0 = \alpha_1 = 0$, $\beta_0 = \beta_1 = 0$, $P_k = 1/L$, $k = 1, \dots, L$, и $P_n = 1/l$, $n = 1, \dots, l$. После преобразований выражение (7) дает ожидаемое при принятых допущениях среднее число шагов поиска:

$$\bar{T}_п/T_a = (L+1)/2 + (l+1)/2. \quad (8)$$

С учетом взаимосвязи величин L и l через общее число ячеек поиска $M = Ll$ с помощью стандартного метода поиска экстремума функции может быть определено оптимальное соотношение между L и l , обеспечивающее минимальное среднее число шагов поиска. Подставив в выражение (8) $L = M/l$, вычисляя частную производную $\partial \bar{T}_п(l)/\partial l$ и приравняв ее к нулю, получаем оптимальные значения $l_{opt} = L_{opt} = \sqrt{M}$. Им соответствует минимально возможное среднее число шагов поиска $(\bar{T}_п/T_a)_{min} = \sqrt{M} + 1$. Полученные значения среднего числа шагов поиска следует сравнивать с соответствующим средним числом шагов поиска при последовательном просмотре всех M ячеек и $P_m = 1/M$, $m = 1, \dots, l$, которое при $\alpha = 0$, $\beta = 0$ и составляет $\bar{T}_п/T_a = (M+1)/2$. При значениях L и l , близких к оптимальным, выигрыш в среднем времени ускоренного поиска со-

ставляет до $\frac{M+1}{2(\sqrt{M}+1)} \approx \frac{\sqrt{M}}{2}$ раз.

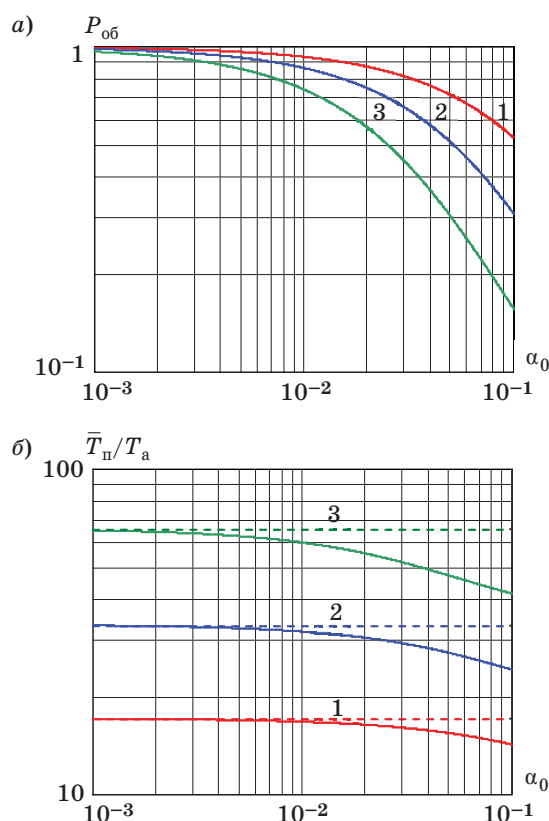
Длины M реальных ПСП, как правило, не являются квадратами целых чисел, кроме того, могут иметь место ограничения на формирование ПСП в виде составных последовательностей на основе генераторов более коротких ПСП с кратными периодами. Поэтому практически следует использовать допустимые значения L и l , наиболее близкие к оптимальным. Так, для типовых длин M линейных ПСП типа M -последовательностей и кодов Голда и нелинейных ПСП типа ПЛОКС наиболее близкими к оптимальным являются следующие целые сомножители L и l : $L = 15$ и $l = 17$ для $M = 255$, $L = 31$ и $l = 33$ для $M = 1023$, $L = 63$ и $l = 65$ для $M = 4095$. При таком выборе значений L и l достигается среднее число шагов поиска $\bar{T}_п/T_a \approx (\bar{T}_п/T_a)_{min}$.

Наибольшее влияние на вероятность правильного обнаружения $P_{об}$ и среднее время поиска $\bar{T}_п$ при реализации последовательных процедур поиска сигналов оказывает вероятность ложного

обнаружения [9]. Это обусловлено тем, что ложное обнаружение может произойти в любой из пустых ячеек поиска, а пропуск сигнала — только в сигнальной ячейке. Для рассматриваемой двухэтапной процедуры поиска наиболее критичной является вероятность ложного обнаружения α_0 на первом этапе поиска для нижнего порога, поскольку обнаружение происходит по локальному пику АКФ ПСП, примерно в l раз меньшему, чем главный пик. Кроме того, величины $P_{об}$ и $\bar{T}_п$ существенным образом зависят от числа ячеек поиска M .

Были рассчитаны зависимости $P_{об}$ и $\bar{T}_п/T_a$ от параметров α_0 и $M = Ll$ для рассмотренного ускоренного поиска ПСП по задержке (рис. 4, а и б). Полагалось, что $\beta_0 = 10^{-2}$, $\alpha_1 = \beta_1 = 10^{-4}$ и нахождение сигнала в каждой из анализируемых ячеек равновероятно: $P_m = 1/M$, $m = 1, \dots, M$, соответственно: $P_k = 1/L$, $k = 1, \dots, L$, и $P_n = 1/l$, $n = 1, \dots, l$.

Как и следовало ожидать, с увеличением вероятности ложного обнаружения α_0 и длины ПСП M , определяющей число ячеек поиска, качество обнаружения ухудшается и уменьшается вероятность правильного обнаружения $P_{об}$. Среднее



■ Рис. 4. Зависимости вероятности правильного обнаружения $P_{об}$ (а) и среднего числа шагов поиска $\bar{T}_п/T_a$ (б) от вероятности ложного обнаружения для нижнего порога α_0 при различных длинах ПСП: 1 — $M = 255$ ($L = 15$, $l = 17$); 2 — $M = 1023$ ($L = 31$, $l = 33$); 3 — $M = 4095$ ($L = 63$, $l = 65$)

число шагов поиска $\bar{T}_n/T_a$ с увеличением α_0 уменьшается вследствие ранних ложных обнаружений, а с уменьшением α_0 приближается к показанному на рис. 4, б штриховыми линиями теоретическому пределу, определяемому выражением (8). Для достижения $P_{об} \approx 1$ принципиально необходимо уменьшение величины α_0 до значений порядка 10^{-3} . Расчеты показывают, что если при тех же условиях положить $\beta_0 = 10^{-1}$, то это практически не повлияет на величину $P_{об}$, однако при малых α_0 приведет к увеличению среднего числа шагов поиска $\bar{T}_n/T_a$ вследствие увеличения вероятности позднего завершения процесса поиска из-за пропусков сигнала.

Влияние на величину $P_{об}$ вероятностей ложного обнаружения α_1 и пропуска сигнала β_1 для верхнего порога в области значений $P_{об}$, близких к единице, незначительно, поскольку вероятности α_1 и β_1 для верхнего порога всегда будут меньше, чем вероятности α_0 и β_0 для нижнего порога, вследствие более высокого уровня главного пика АКФ ПСП по сравнению с боковыми пиками. Значения вероятностей α_1 и β_1 при рассмотренном методе ускоренного поиска могут быть сопоставлены с соответствующими вероятностями α и β при обычном последовательном поиске и однопороговом обнаружении. Как показывают расчеты, при $\alpha = \beta = 10^{-4}$ вероятность правильного обнаружения $P_{об} = 0,987$ при $M = 255$, $P_{об} = 0,951$ при $M = 1023$, $P_{об} = 0,821$ при $M = 4095$. К этим

значениям близки значения $P_{об}$, полученные для ускоренного поиска при $\alpha_1 = \beta_1 = 10^{-4}$ и более высоких вероятностях α_0 и β_0 : $\alpha_0 = 10^{-3}$, $\beta_0 = 10^{-2}$. Это обусловлено тем, что увеличение вероятностей α_0 и β_0 «компенсируется» уменьшением пространства поиска — $(L + l)$ ячеек вместо M ячеек.

Заключение

Рассмотренный метод ускоренного поиска, основанный на использовании модулирующих ПСП типа ПЛОКС, позволяет реализовать ускоренный поиск сигнала по задержке со значительным выигрышем в среднем времени поиска по сравнению с обычным последовательным поиском — в пределе до $\sqrt{M}/2$ раз, где M — длина ПСП. Приведенные соотношения и зависимости позволяют исследовать характеристики ускоренного поиска сигнала по задержке в информационных и измерительных радиотехнических системах и допускают достаточно широкие возможности учета условий обнаружения, связанных с энергетическим потенциалом системы и корреляционными свойствами модулирующих ПСП. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании широкого класса радиотехнических систем, применение которых связано с реализацией режимов поиска и обнаружения сигналов по одному или нескольким параметрам в дискретном пространстве поиска.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Р. В. Бакитко, Е. Н. Болденков, Н. Т. Булавский и др.; под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. — М.: Радиотехника, 2010. — 800 с.
2. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев и др.; под ред. В. И. Борисова. — М.: Радио и связь, 2003. — 640 с.
3. Адресные системы управления и связи. Вопросы оптимизации / Г. И. Тузов, Ю. Ф. Урядников, В. И. Прытков и др.; под ред. Г. И. Тузова. — М.: Радио и связь, 1993. — 384 с.
4. Лосев В. В., Бродская Е. Б., Коржик В. И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов. — М.: Радио и связь, 1988. — 224 с.
5. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. — М.: Радио и связь, 1992. — 152 с.
6. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. — М.: Радио и связь, 1985. — 384 с.
7. Тараненко П. Г. Генерирование ансамблей нелинейных последовательностей // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1988. № 12. С. 63–65.
8. Тараненко П. Г. Ансамбль нелинейных последовательностей с локально-оптимальными корреляционными свойствами // Радиотехника. 1989. № 9. С. 12–13.
9. Мальцев Г. Н., Сакулин А. Н. Статистические характеристики последовательного поиска сигналов пороговым обнаружителем // Информационно-управляющие системы. 2011. № 6. С. 58–63.
10. Борисов В. И., Зинчук В. М. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход. — М.: РадиоСофт, 2008. — 260 с.
11. Ahlswede R., Wegener I. Suchprobleme. — Stuttgart, Teubner Verlag, 1979. — 368 p.

UDC 621.391.372

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.78

Statistical Characteristics of Accelerated Delay-Based Search of Signals using Pseudorandom Sequences with Locally Optimal Correlation PropertiesMaltsev G. N.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, georgy_maltsev@mail.ruSakulin A. N.^a, PhD, Tech., Head of a Radio Electronics Faculty, evgeniysakulin@yandex.ru^aA. F. Mozhaitskii Military Space Academy, 13, Zhdanovskaia St., 197198, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: Radio navigation and communication systems often use signals based on long pseudorandom sequences. When the communication starts, the receiver acts as a consecutive detector performing the search and detection of pseudorandom sequences by delay. If the time to start the communication is limited, the search can be accelerated by the use of modulating pseudorandom sequences with three-level periodic autocorrelation function, including nonlinear sequences with locally optimal correlation properties. The purpose of this work is studying statistical probabilistic and temporal characteristics of accelerated two-stage delay-based search for sequences with locally optimal correlation properties. **Results:** We have substantiated accelerated delay-based search for signals, using pseudorandom sequences with a three-level periodic autocorrelation function. A directed graph has been built which describes the process of two-stage search for such sequences in a space of states with upper and lower detection thresholds. The research of probabilistic and temporal characteristics of the search process (correct detection probability and average search time) has shown that when a signal is reliably detected on the lower threshold, the gain in the average search time compared to the usual consecutive search has an order of a half of the square root of the number of symbols in the pseudorandom sequence period. **Practical relevance:** The ways are shown to substantially reduce the time of an average delay-based pseudorandom sequence search compared to the usual consecutive search. It is demonstrated how to compensate the increase of false detection probabilities and non-detection of a signal on the lower threshold by reducing the space of states of the accelerated search.

Keywords — Search and Detection of a Signal, Pseudorandom Sequences, Autocorrelation Function, Average Search Time.

References

1. Bakit'ko R. V., Boldenkov E. N., Bulavskii N. T., et al. *GLONASS. Printsipy postroeniia i funktsionirovaniia* [GLONASS. Principles of Construction and Functioning]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2010. 800 p. (In Russian).
2. Borisov V. I., Zinchuk V. M., Limarev A. E., et al. *Pomekhozashchishchennost' sistem radiosviazi s rasshireniem spektra signalov moduliatsiei nesushchei psevdosluchainoi posledovatel'nost'iu* [Noise Immunity of a Radio Communication Systems with Expansion of a Signals Range with Modulation by the Bearing Pseudorandom Sequence]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 2003. 640 p. (In Russian).
3. Tuzov G. I., Uriadnikov Ju. F., Prytkov V. I., et al. *Adresnye sistemy upravleniia i sviazi. Voprosy optimizatsii* [Address Control Systems and Communications. Questions Optimization]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 1993. 384 p. (In Russian).
4. Losev V. V., Brodskaia E. B., Korzhik V. I. *Poisk i dekodirovanie slozhnykh diskretnykh signalov* [Search and Decoding of Difficult Discrete Signals]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 1988. 224 p. (In Russian).
5. Ipatov V. P. *Periodicheskie diskretnye signaly s optimal'nymi korreliatsionnymi svoistvami* [Periodic Discrete Signals with Optimum Correlation Properties]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 1992. 152 p. (In Russian).
6. Varakin L. E. *Sistemy sviazi s shumopodobnymi signalami* [Communication Systems with Noise-Like Signals]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 1985. 384 p. (In Russian).
7. Taranenko P. G. Generation of Nonlinear Sequences Ensembles. *Izvestiia vuzov. Radioelektronika*, 1988, no. 12, pp. 63–65 (In Russian).
8. Taranenko P. G. The Ansambl of Nonlinear Sequences with Local and Optimum Correlation Properties. *Radiotekhnika*, 1989, no. 9, pp. 12–13 (In Russian).
9. Maltsev G. N., Sakulin A. N. Statistical Characteristics of the Sequential Signals Search by Threshold Detector. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2011, no. 6, pp. 58–63 (In Russian).
10. Borisov V. I., Zinchuk V. M. *Pomekhozashchishchennost' sistem radiosviazi. Veroiatnostno-vremennoi podkhod* [The Noise Immunity of a Radio Communication Systems. Probabilistic and Time Approach]. Moscow, RadioSoft Publ., 2008. 260 p. (In Russian).
11. Ahlswede R., Wegener I. *Suchprobleme*. Stuttgart, Teubner Verlag, 1979. 368 p.

УСТРОЙСТВО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФАЗОВОЙ СТРУКТУРЫ РАДИОСИГНАЛА

А. П. Абрамов^а, канд. техн. наук, доцент

П. Н. Петров^а, доктор техн. наук, профессор

^аСанкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

Постановка проблемы: при решении задач идентификации сложных радиосигналов в реальном масштабе времени требуется большой ассортимент устройств, позволяющих определять их тонкую структуру как во временной, так и в частотной области. Целью работы является разработка и техническая реализация алгоритма обработки радиосигналов, позволяющего в реальном масштабе времени однозначно в широком диапазоне фазовых углов определять их фазовую структуру. **Результаты:** сформирован алгоритм обработки радиосигналов, на основе которого разработана структурная схема устройства и определены характеристики его основных функциональных узлов. Для снижения энергозависимости устройства использовались современные достижения акустоэлектроники и ее элементной базы. Разработана новая топология элементов на поверхностных акустических волнах, обеспечивающих дифференцирование, интегрирование и преобразование по Гильберту входных радиосигналов во временной области. Реализовано устройство с относительной полосой пропускания 30 % и представлены результаты экспериментальных исследований, убедительно подтверждающие теоретические выводы. **Практическая значимость:** разработанное устройство позволяет однозначно в широком диапазоне фазовых углов определять фазовую структуру радиосигналов с произвольным видом функции внутриимпульсной угловой модуляции. При этом результат обработки не зависит от случайной начальной фазы исследуемого радиосигнала.

Ключевые слова — радиосигнал, фазовая структура, дифференцирование, интегрирование, преобразование Гильберта, поверхностные акустические волны.

Введение

Одной из важнейших задач, решаемых современными радиолокационными системами, является однозначное определение в широком диапазоне фазовых углов фазовой структуры сложных радиосигналов в реальном масштабе времени [1–3]. Под фазовой структурой радиосигнала понимается его полная фаза, но без учета случайной начальной фазы. Другими словами, это функция времени, определяющая изменения линейной составляющей текущей фазы и функции угловой модуляции внутри исследуемого радиосигнала. Так как несущие частоты используемых в настоящее время сложных радиосигналов лежат в гигагерцовом диапазоне частот, то решение поставленной задачи возможно лишь с помощью гибридных аналого-цифровых радиолокационных станций, в которых первичная обработка радиосигналов осуществляется аналоговыми устройствами, а вторичная — цифровыми.

Алгоритм обработки и характеристики основных функциональных узлов

С математической точки зрения для определения фазовой структуры сложного радиосигнала, представленного в виде

$$s(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0] \quad \text{при } |t| \leq \frac{T_c}{2}, \quad (1)$$

где $A_0 = \text{const}$ — амплитуда; ω_0 — частота несущего колебания; $\omega_0 t$ — линейная составляющая

текущей фазы; $\theta(t)$ — функция угловой модуляции; φ_0 — начальная фаза; T_c — длительность радиосигнала $s(t)$, его необходимо обработать по алгоритму

$$\psi(t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s'(t) \hat{s}(t) dt. \quad (2)$$

Здесь $s'(t) = A_0 [\omega_0 + \theta'(t)] \sin[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0]$ — производная по t радиосигнала $s(t)$; $\hat{s}(t) = A_0 \sin[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0]$ — сигнал, сопряженный по Гильберту с обрабатываемым радиосигналом при выполнении условия $(\Delta\omega/\omega_0) \ll 1$, где $\Delta\omega$ — ширина спектра обрабатываемого радиосигнала, а время интегрирования $T > T_c$.

Для практической реализации алгоритма (2) необходимо наличие трех аналоговых устройств: преобразователя Гильберта, дифференциатора и интегратора.

Устройство, реализующее в конечной полосе частот преобразование Гильберта входного радиосигнала $s(t)$, должно иметь амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) вида

$$K_1(\omega) = \begin{cases} B_0/\Delta\omega & \text{при } (\omega_0 - \Delta\omega/2) \leq \omega \leq (\omega_0 + \Delta\omega/2); \\ 0 & \text{при } \omega < (\omega_0 - \Delta\omega/2); \omega > (\omega_0 + \Delta\omega/2) \end{cases} \quad (3)$$

и фазочастотную характеристику (ФЧХ)

$$\Phi_1(\omega) = \begin{cases} \pi/2 & \text{при } (\omega_0 - \Delta\omega/2) \leq \omega \leq (\omega_0 + \Delta\omega/2); \\ 0 & \text{при } \omega < (\omega_0 - \Delta\omega/2); \omega > (\omega_0 + \Delta\omega/2). \end{cases} \quad (4)$$

С учетом АЧХ (3) и ФЧХ (4) импульсная характеристика преобразователя Гильберта имеет вид

$$h_1(t) = \frac{B_0 \Delta \omega}{2\pi} \left[\frac{\sin(\Delta \omega t/2)}{(\Delta \omega t/2)} \right] \sin \omega_0 t \text{ при } |t| < \infty. \quad (5)$$

Выполнив свертку радиосигнала (1) с импульсной характеристикой (5), нетрудно показать, что на выходе данного устройства формируется сигнал

$$\hat{s}(t) = A_0 \sin[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0] \text{ при } |t| \leq \frac{T_c}{2}, \quad (6)$$

сопряженный по Гильберту с радиосигналом $s(t)$.

Устройство, реализующее в конечной полосе частот дифференцирование по t входного радиосигнала $s(t)$, должно иметь АЧХ вида

$$K_2(\omega) = \begin{cases} B_0 \omega/2 & \text{при} \\ 0 & \text{при} \end{cases} \begin{cases} (\omega_0 - \Delta \omega/2) \leq \omega \leq (\omega_0 + \Delta \omega/2); \\ \omega < (\omega_0 - \Delta \omega/2); \omega > (\omega_0 + \Delta \omega/2) \end{cases} \quad (7)$$

и ФЧХ

$$\Phi_2(\omega) = \begin{cases} \pi/2 & \text{при} \\ 0 & \text{при} \end{cases} \begin{cases} (\omega_0 - \Delta \omega/2) \leq \omega \leq (\omega_0 + \Delta \omega/2); \\ \omega < (\omega_0 - \Delta \omega/2); \omega > (\omega_0 + \Delta \omega/2). \end{cases} \quad (8)$$

С учетом АЧХ (7) и ФЧХ (8) импульсная характеристика дифференциатора радиосигналов имеет вид

$$h_2(t) = \frac{B_0 \Delta \omega}{2\pi} \left\{ \begin{aligned} & \left[\frac{\sin(\Delta \omega t/2)}{(\Delta \omega t/2)} \right]' \cos \omega_0 t - \\ & - \omega_0 \frac{\sin(\Delta \omega t/2)}{(\Delta \omega t/2)} \sin \omega_0 t \end{aligned} \right\} \text{ при } |t| < \infty. \quad (9)$$

Выполнив свертку радиосигнала (1) с импульсной характеристикой (9), нетрудно показать, что на выходе данного устройства формируется сигнал

$$s'(t) = \frac{A_0 B_0 \Delta \omega}{2\pi} [\omega_0 + \theta'(t)] \sin[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0] \text{ при } |t| \leq \frac{T_c}{2}, \quad (10)$$

комплексная огибающая которого пропорциональна мгновенной угловой частоте $\omega(t) = \omega_0 + \theta'(t)$ входного радиосигнала $s(t)$.

Устройство, реализующее в конечной полосе частот интегрирование входного радиосигнала, должно иметь АЧХ вида модуля функции $|\sin x/x|$ и импульсную характеристику, близкую к прямоугольному радиоимпульсу [4].

В этом случае при воздействии на вход интегратора продукта перемножения сигнала (10)

с предварительно преобразованным по частоте сигналом (6) на выходе интегратора формируется сигнал вида

$$s_1(t) = \frac{A_0 B_0 \Delta \omega}{8\pi T} [\omega_0 t + \theta(t)] \cos \omega_1 t \text{ при } 0 \leq t \leq T, \quad (11)$$

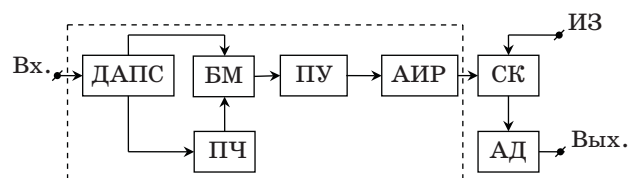
где T — длительность, а ω_1 — частота несущего колебания импульсной характеристики интегратора.

Практически реализовать упомянутые устройства на основе полупроводниковой элементной базы можно, однако при этом устройства получаются весьма сложными. Используя современные достижения акустоэлектроники на поверхностных акустических волнах и ее пассивной элементной базы, можно создать быстродействующее компактное энергосберегающее устройство определения фазовой структуры сложных радиосигналов.

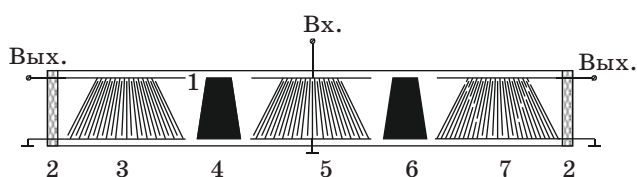
Структурная схема устройства, осуществляющего в реальном масштабе времени обработку входных радиосигналов по алгоритму (2), представлена на рис. 1. Основные функциональные узлы устройства определения фазовой структуры радиосигналов, к которым относятся двухканальный акустоэлектронный преобразователь сигналов ДАПС и акустоэлектронный интегратор радиосигналов АИР, реализованы с помощью элементов на поверхностных акустических волнах (ПАВ).

Топология ДАПС на ПАВ представлена на рис. 2. На полированную поверхность подложки 1 из пьезоэлектрического материала нанесены три абсолютно одинаковых встречно-штыревых преобразователя (ВШП) ПАВ, расположенных на одинаковом расстоянии друг от друга, два фазосдвигающих металлизированных слоя, расположенных между ними, и два звукопоглощающих покрытия 2.

Входной 5 и аподизованный выходной 7 встречный ВШП ПАВ, а также расположенный между ними металлизированный слой 6 образуют диф-



■ Рис. 1. Структурная схема устройства определения фазовой структуры радиосигналов: ДАПС — двухканальный акустоэлектронный преобразователь сигналов; ПЧ — преобразователь частоты; БМ — балансный модулятор; ПУ — полосовой усилитель; АИР — акустоэлектронный интегратор радиосигналов; СК — строб каскад; АД — амплитудный детектор; ИЗ — импульс запуска



■ Рис. 2. Топология ДАПС на ПАВ

ференцирующий канал ДАПС. Для формирования АЧХ (7) электроды в выходном ВПП 7 аподизованы по длине V-образной функцией, расположенной симметрично относительно акустического центра верхнего основания ВПП 7. Для формирования ФЧХ (8) между ВПП 5 и ВПП 7 введен металлизированный слой 6 трапециевидальной формы, обеспечивающий для каждой частотной составляющей полосы пропускания ДАПС фазовый сдвиг на величину $\pi/2$. В результате этого обратное преобразование акустического сигнала в электрический сигнал осуществляется в ВПП 7 с учетом как весовых коэффициентов, приходящихся на i -е сечения его апертуры вдоль направления распространения ПАВ так и фазового сдвига на $\pi/2$. Встречно-штыревые преобразователи ПАВ 3 и 5, а также расположенный между ними металлизированный слой 4, аналогичный слою 6, образуют опорный канал ДАПС, который предназначен для формирования выходного сигнала, сопряженного по Гильберту с входным радиосигналом. Экспериментально снятые АЧХ обо-

их каналов ДАПС представлены на рис. 3, а и б, а их импульсные характеристики — на рис. 3, в и г. Топология АИР на ПАВ и его характеристики детально рассмотрены в работе [4].

Результаты эксперимента

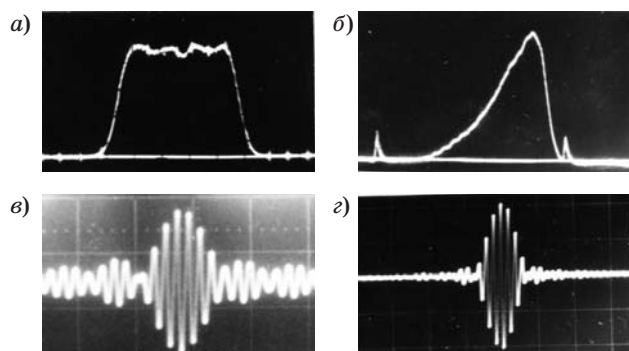
В целях экспериментального подтверждения вышеизложенного реализовано устройство определения фазовой структуры радиосигналов (см. рис. 1) с относительной полосой пропускания 30 %. В качестве сложных радиосигналов, подаваемых на его вход, использовались:

— сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) — сигнал с постоянной амплитудой, средняя частота которого совпадает с центральной частотой, а максимальная девиация частоты не превышает полосы пропускания ДАПС;

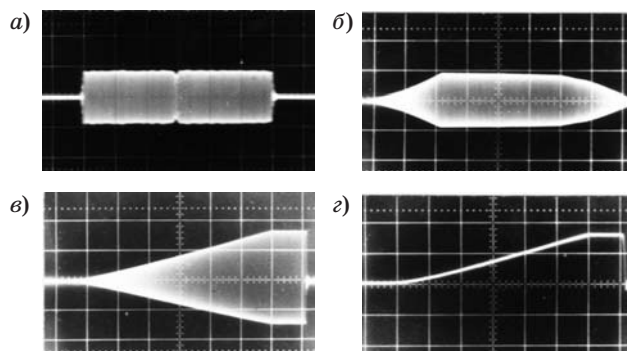
— фазомодулированный (ФМ) сигнал, состоящий из пяти элементов одинаковой амплитуды и длительности, с частотой несущего колебания, совпадающей с центральной частотой полосы пропускания ДАПС, и со скачками фазы на величину π между элементами 3–4 и 4–5.

Результаты обработки ЛЧМ-сигнала представлены на рис. 4, а–г, а результаты обработки ФМ-сигнала — на рис. 5, а–в.

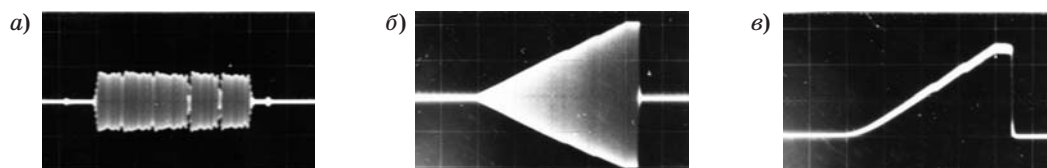
Детальный анализ экспериментальных данных показал, что рассмотренное устройство позволяет с точностью, достаточной для большинства практических применений, осуществлять



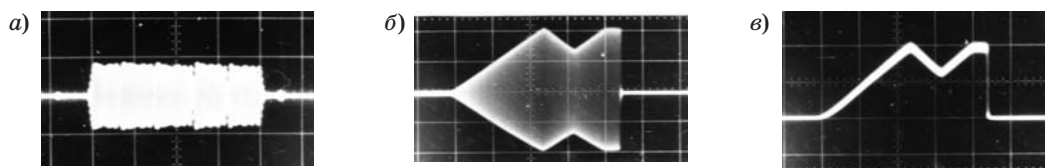
■ Рис. 3. АЧХ ДАПС: а — опорного канала; б — дифференцирующего канала; в — импульсная характеристика ДАПС; г — импульсная характеристика дифференцирующего канала



■ Рис. 4. Обработка ЛЧМ-сигнала устройством определения фазовой структуры: а — на входе ДАПС; б — на выходе АИР; в — на выходе СК; г — на выходе АД



■ Рис. 5. Обработка ФМ-сигнала устройством определения фазовой структуры: а — на входе ДАПС; б — на выходе СК; в — на выходе АД



■ Рис. 6. Обработка ФМ-сигнала АИР: а — на входе АИР; б — на выходе СК; в — на выходе АД

в конечной полосе частот фазовую демодуляцию радиосигналов с произвольным видом функции угловой модуляции, обеспечивая при этом однозначное определение их фазовой структуры в широком диапазоне фазовых углов. При этом результат обработки не зависит от начальной фазы исследуемого радиосигнала.

Следует отметить, что АИР может быть успешно использован как самостоятельное устройство преобразования радиосигналов в радиотехнических системах, работающих с сигналами в виде кодов Баркера. В этом случае из устройства (см. рис. 1) исключается ДАПС и БМ, а исследуемый ФМ-сигнал подается через ПЧ и ПУ непосредственно на вход АИР. Для экспериментального подтверждения данного обстоятельства на рис. 6, а–в представлен результат обработки с помощью АИР ФМ-сигнала в виде пятизначного кода Баркера, предварительно преобразованного по частоте на среднюю частоту полосы пропускания АИР.

На осциллограмме выходного сигнала АД (см. рис. 6, в) скачки фазы на величину π между элементами исследуемого ФМ-сигнала выражены более отчетливо, чем на рис. 5, в.

Заключение

Рассмотренное устройство определения фазовой структуры радиосигналов может быть успешно использовано как при разработке и технической реализации различных систем фазовой автопод-

стройки частоты, так и при создании более сложных систем обработки сигналов. К ним относятся анализаторы группового времени запаздывания дисперсионных линий задержки, дисперсионные анализаторы фазового спектра радиосигналов, системы идентификации сложных радиосигналов и т. д.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-07-04720.

Литература

1. **Акустоэлектронные** устройства обработки и генерации сигналов. Принципы работы, расчета и проектирования / О. Л. Балышева, В. И. Григорьевский, Ю. В. Гуляев, В. Ф. Дмитриев, Г. Д. Мансфельд: монография / под ред. академика РАН Ю. В. Гуляева. — М.: Радиотехника, 2012. — 576 с.
2. **Кайно Г.** Акустические волны: Устройства, визуализация и аналоговая обработка сигналов: пер. с англ. — М.: Мир, 1990. — 656 с.
3. **Абрамов А. П., Опарин В. В.** Акустоэлектронный частотный дискриминатор // Радиотехника интеллектуальных транспортных систем: науч.-техн. сб. 2009. Вып. 1. С. 86–90.
4. **Абрамов А. П., Петров П. Н.** Акустоэлектронный фазовый демодулятор // Информационно-управляющие системы. 2009. № 6(43). С. 55–58.

UDC 534.232.8:534.8

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.87

Device to Determine the Phase Structure of a Radio Signal

Abramov A. P.^a, PhD, Tech., Associate Professor, alex2045@mail.ru

Petrov P. N.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, pnp2847@mail.ru

^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: Identifying complex radio signals in real time requires a large assortment of devices which allow you to determine their fine structure both in time and frequency domains. The aim of this work is the development and technical implementation of a real-time algorithm for signal processing which would allow you to unambiguously determine the phase structure of the signals in a wide range of phase angles. **Results:** On the base of a new signal processing algorithm, a block diagram of the device was developed, and the characteristics of its main functional units have been determined. To reduce the energy dependence of the device, some modern achievements of acoustoelectronics were used. A new topology is developed for elements on surface acoustic waves, providing differentiation, integration, and Hilbert conversion of the input signals in the time domain. A device has been implemented with a relative bandwidth of 30%. Results of the experimental studies are presented, convincingly confirming the theoretical conclusions.

Practical relevance: The designed device can uniquely determine the phase structure of radio signals with an arbitrary function of impulsive angular modulation in a wide range of phase angles. The result of the processing does not depend on the random initial phase of the analyzed signal.

Keywords — Radio Signal, Phase Structure, Differentiation, Integration, Hilbert Transformation, Surface Acoustic Wave.

References

1. Balysheva O. L., Grigoryevsky V. I., Gulyaev Yu. V., Dmitriyev V. F., Mansfeld G. D. *Akustoelektronnye ustroystva obrabotki i generatsii signalov. Printsipy raboty, rascheta i projektirovaniia* [Akustoelektronny Processing Devices and Generation of Signals. Principles of Work, Calculation and Design]. Ed. Yu. V. Gulyaev. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2012. 576 p. (In Russian).
2. Gordon S. Kino. *Acoustic Wave: Devices, Imaging and Analog Signal Processing*. Prentice-Hall, 1987. 626 p.
3. Abramov A. P., Oparin V. V. *Akustoelektronny Frequency Discriminator. Radioelektronika intellektual'nykh transportnykh system*, Saint-Petersburg, Severo-Zapadnyi gosudarstvennyi universitet Publ., 2009, iss. 1, pp. 86–90 (In Russian).
4. Abramov A. P., Petrov P. N. *An Acoustoelectronic Phase Demodulator. Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2009, no. 6(43), pp. 55–58 (In Russian).

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 исходных файла, подпадающих редактированию; 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»), так как 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 завершаются и предоставляются отдельными исходными файлами, подпадающими редактированию:

— рисунки, графики, диаграммы, блок-схемы предоставляйте в виде отдельных исходных файлов, подпадающих редактированию, используя векторные программы: Visio 4, 5, 2002-2003 (*.vsd); Coreldraw (*.cdr); Excel (*.xls); Word (*.doc); AdobeIllustrator (*.ai); AutoCad (*.dxf); Matlab (*.ps, *.pdf или экспорт в формат *.ai);

— если редактор, в котором Вы изготавливаете рисунок, не позволяет сохранить в векторном формате, используйте функцию экспорта (только по отношению к исходному рисунку), например, в формат *.ai, *.esp, *.wmf, *.emf, *.svg;

— фото и растровые — в формате *.tif, *.png с максимальным разрешением (не менее 300 pixels/inch);

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

В редакцию предоставляются:

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

— экспертное заключение.

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

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

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

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

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

Список литературы оформляйте двумя отдельными блоками по образцам lit.dot на сайте журнала (<http://i-us.ru/paperrules>) по разным стандартам: Литература — СИБИД РФ, References — один из мировых стандартов.

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: ius.spb@gmail.com

Сайт: www.i-us.ru

ПРОБЛЕМА УСТОЙЧИВОСТИ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ С СЕТЕВЫМ СПОСОБОМ ДОСТАВКИ УПРАВЛЯЮЩИХ ВЕЛИЧИН

В. П. Калюжный^а, канд. техн. наук, доцент

^аСанкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

Цель: разработка метода синтеза цифровых автоматических систем, учитывающего сетевые задержки управляющих величин при их доставке в цифровой корректор, устойчивый к их пропадам из-за потери сетевых кадров и их несвоевременной доставки. **Результаты:** разработан метод синтеза цифровых автоматических систем с сетевым способом доставки управляющих величин, для которых определена максимальная задержка кадров в конкретной сетевой среде. Учет сетевых задержек дает возможность компенсировать их влияние на динамические свойства цифровой системы путем модификации располагаемой части и ее использования на следующем этапе синтеза. Благодаря этой процедуре удается избежать применения предикторов и компенсаторов различных типов для решения проблемы устойчивости. Предложенный в статье метод проектирования цифрового корректора позволяет обеспечить его невосприимчивость к пропадам определенного количества сетевых кадров. При программной реализации модели применен пакет Simulink с использованием инструмента Stateflow. **Практическая значимость:** полученные результаты позволяют учитывать задержки и пропажи сетевых кадров при синтезе и проектировании цифровых автоматических систем.

Ключевые слова — устойчивость цифровых автоматических систем, динамический синтез, цифровой корректор, задержки сетевых кадров, пропажи сетевых кадров.

Введение

Использование сетевых технологий для доставки управляющих величин в современных бортовых цифровых системах управления создает проблему их устойчивости из-за сетевых задержек. Если используется сеть с множественным доступом, то эта проблема усугубляется из-за возможного пропадания сетевых кадров. Аналогичная ситуация возникает и в случае наличия в контуре цифровой системы спутникового сигнала, например при использовании спутниковой навигации в задачах управления, и из-за возможных помех и препятствий на пути его распространения. Задержки должны быть соотнесены с периодом дискретизации цифровой системы по времени, который выбирается при ее динамическом синтезе [1] и влияет на точность, быстродействие и запас устойчивости.

Для обеспечения необходимого в этих случаях качества цифровых систем были разработаны различные методы [2–5]. Однако большинство из них подходят к проблеме не с позиции синтеза, а принимая цифровую систему уже готовой [6–10]. Есть методы [11–15] с такими условиями, которые делают их не представляющими практического интереса. Например, чтобы случайные сетевые задержки не превышали периода дискретности [6] или всегда имели одинаковую величину [11], также не всегда учитывается пропаж кадров [12]. В цифровых системах автоматического управления отсутствие детерминизма при

доставке информации об ошибке или сигнале обратной связи означает, что период дискретности может оказаться случайным. Подобные системы относятся к системам со случайными параметрами [1], исследование которых требует знания закона распределения периода дискретности и сведений о статистических характеристиках, описывающих изменение периода дискретности во времени. Это обстоятельство делает проектирование подобных систем затруднительным. Таким образом, ни в одной из работ по данной тематике [2–15] не используется комплексный подход к синтезу цифровых автоматических систем при заданных условиях.

Целью настоящей статьи является анализ этой проблемы и разработка метода, позволяющего выполнять синтез цифровых автоматических систем при наличии случайных задержек и пропаж сетевых кадров при их доставке в цифровой корректор. Задержки должны быть соотнесены с периодом дискретизации цифровой системы по времени, который выбирается при ее динамическом синтезе и влияет на точность, быстродействие и запас устойчивости. Предложенный автором подход для обеспечения устойчивости цифровой системы со случайным периодом отличается от разработанного в работах В. А. Бесекерского тем, что в качестве модели случайного процесса используется квазипериодический процесс с заданным периодом и случайными нулевыми значениями. Такой процесс описывается моделью решетчатой функции времени, отдельные

отсчеты которой могут обращаться в ноль. Эта модель учитывает как пропажи сетевых кадров, так и их кажущиеся пропажи вследствие несвоевременной доставки в цифровой корректор.

Анализ временных соотношений при доставке сетевых кадров

Для решения поставленной задачи необходимо проанализировать временные соотношения, которые возникают при доставке сетевых кадров до места их назначения. На рис. 1 представлена структурная схема цифровой системы управления с сетевым способом доставки управляющих величин, где: $D(z)$ — цифровой корректор; СИ1, СИ2 — первый и второй сетевые интерфейсы; Э — экстраполятор; ИУ — исполнительное устройство; УО — управляемый объект; Д — датчик; g — задающее воздействие; e — ошибка; e^* — скорректированная ошибка, переданная по сети; y — управляющее воздействие; y^* — управляемая величина, переданная по сети.

С учетом задержки на период при распространении информационного пакета по сети очевидно, что

$$e^*[i] = e[i - 1]; \quad (1)$$

$$y^*[i] = y[i - 1]. \quad (2)$$

Для ошибки, получаемой из сети и передаваемой на вход исполнительного устройства, можно записать равенство

$$e^*[i] = g[i - 1] - y[i - 2].$$

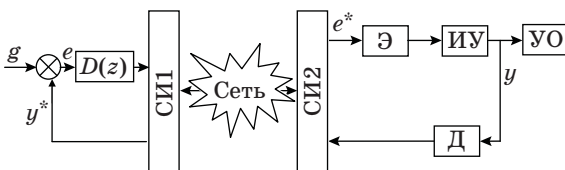
Тогда для ошибки, передаваемой на корректор и затем в сеть, можно записать равенство

$$e[i] = g[i] - y[i - 1]. \quad (3)$$

Для ошибки, получаемой из сети и передаваемой на вход исполнительного устройства, можно записать равенство

$$e^*[i] = g[i - 1] - y[i - 2]. \quad (4)$$

В результате передачи информационного пакета по сети могут пропадать значения $e^*[i]$ и (или) $y^*[i]$. Тогда, в простейшем случае, можно использовать предыдущие значения. Рассмотрим последствия обоих случаев пропадания пакетов для равенства (4).



■ Рис. 1. Структурная схема цифровой системы с передачей управляющих величин через сеть

В случае пропадания значения $y[i - 2]$ равенство (4) примет вид

$$e^*[i] = g[i - 1] - y[i - 3]. \quad (5)$$

В случае пропадания значения $e^*[i]$ равенство (4) примет вид

$$e^*[i] = g[i - 2] - y[i - 3]. \quad (6)$$

В случае пропадания значений $y[i - 2]$ и $e^*[i]$ равенство (4) также примет вид (6). Обобщив равенства (5), (6) на случаи многократного пропадания пакетов, можно записать следующие равенства.

В случае n -кратного пропадания значений $y[i + k - 2]$, где $k = 0..n$, равенство (4) примет вид

$$e^*[i + n] = g[i + n - 1] - y[i - 3]. \quad (7)$$

В случае n -кратного пропадания значений $e^*[i + k]$, где $k = 0..n$, равенство (4) примет вид

$$e^*[i + n] = g[i + n - 2] - y[i + n - 3]. \quad (8)$$

В случае n -кратного пропадания значений $y[i + k - 2]$ и $e^*[i + k]$, где $k = 0..n$, равенство (4) также примет вид (8). Рассмотрим пример, который иллюстрирует зависимости дискретных отсчетов переходной характеристики в начале переходного процесса.

Для $e[i]$:

$$e[0] = 0;$$

$$e[1] = g[1] - y[0] = g[1], \text{ так как } y[0] = 0;$$

$$e[2] = g[2] - y[1] = g[2], \text{ так как } y[1] = 0;$$

$$e[3] = g[3] - y[2] = g[3], \text{ так как } y[2] = 0;$$

$$e[4] = g[4] - y[3];$$

$$e[5] = g[5] - y[4];$$

$$e[i] = g[i] - y[i - 1].$$

Для $e^*[i]$:

$$e^*[0] = 0;$$

$$e^*[1] = e[0] = 0;$$

$$e^*[2] = e[1] = g[1];$$

$$e^*[3] = g[2];$$

$$e^*[4] = g[3];$$

$$e^*[5] = g[4] - y[3];$$

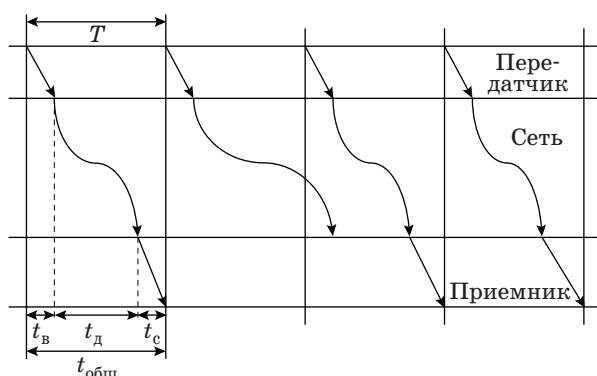
$$e^*[i] = g[i - 1] - y[i - 2].$$

Из приведенного примера можно заключить о характерной задержке поступления управляющих величин в цифровой корректор. Предполагается, что сетевой кадр с управляющей величиной передается один раз для каждого периода дискретности. Временной характер передачи управляющих величин показан на рис. 2.

Как видно из этого рисунка, общая задержка передачи новой управляющей величины имеет три составляющие:

$$t_{\text{общ}} = t_{\text{в}} + t_{\text{д}} + t_{\text{с}}, \quad (9)$$

где $t_{\text{общ}}$ — общая задержка передачи новой управляющей величины; $t_{\text{в}}$ — задержка вычисления новой управляющей величины; $t_{\text{д}}$ — задержка



■ Рис. 2. Временная структура обмена цифровой системы с сетью

доставки управляющей величины при передаче через сеть; t_c — задержка передачи управляющей величины в управление, синхронизирующая поступающие значения с периодом дискретности. Значение задержки t_b , как правило, невелико, обычно она является константой. Значение задержки t_d зависит от свойств сети и состоит из постоянной и случайной составляющих. Постоянная составляющая определяется минимальной задержкой доставки сетевого кадра, а случайная может добавляться к постоянной в случае загруженности сети другим трафиком. Значение задержки t_c может быть любым, оно зависит от времени нахождения поступившего кадра во входном буфере до момента наступления следующего периода дискретности. Эта задержка вводится искусственно для того, чтобы полученные значения управляющих величин передавались в управление в моменты, соответствующие периоду дискретности. Как можно видеть из рис. 2, на характер управления может влиять задержка t_d , причем только в том случае, если ее значение превысит величину $T - t_b$. Если это произойдет, новая управляющая величина не будет получена к моменту текущего периода дискретности и ее нельзя будет использовать в управлении. В простейшем случае, при превышении значения $T - t_b$ задержки t_d в новом периоде дискретизации можно использовать предыдущую управляющую величину. Пропажи кадров могут происходить при помехах, превышении пропускной способности каналов связи, переполнении буферов оборудования, нарушениях работы сети и различных ошибках. С точки зрения управления разницы между пропажей одного кадра и задержкой t_d , удовлетворяющей неравенству $T - t_b < t_d < 2T$, нет. Таким образом, при использовании в цифровой системе сети с множественным доступом увеличение периода дискретности приводит к снижению влияния случайной составляющей сетевых задержек на качество управления. Уменьшение периода дискретности приводит

к улучшению таких характеристик, как точность, накапливающаяся ошибка экстраполятора и запас устойчивости, а его увеличение делает цифровую систему менее чувствительной к случайным сетевым задержкам. Тем не менее случайные сетевые задержки могут превысить время доставки, что приведет к ухудшению качества управления. Такой же результат вызовет и пропадание кадров.

Учет задержек сетевых кадров при динамическом синтезе

Известно, что период дискретизации по времени T следует сначала выбирать в соответствии с методом динамического синтеза цифровых систем управления [1].

Затем следует провести сам синтез по этой методике с учетом сетевых задержек управляющих величин. Такой учет можно сделать следующим образом. Как уже было отмечено, использование регулятора с дискретным периодом предполагает передачу в управление ошибки и величины обратной связи только в моменты, соответствующие периоду дискретности. До тех пор информация, полученная по сети, может быть использована в корректоре для экстраполяции будущих значений управляющих величин. Это можно учесть, добавив оператор z^{-1} в замкнутый контур, как это показано на рис. 3, где z^{-1} — задержка на период дискретности; $W_n(z)$ — приведенная дискретная передаточная функция (ПФ) непрерывной части системы, экстраполятора и цифроаналогового преобразователя; $W_o(z)$ — ПФ аналого-цифрового преобразователя.

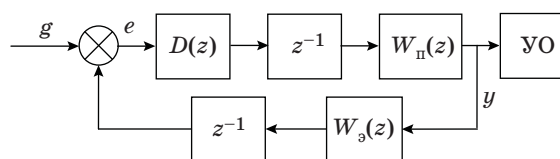
Тогда ПФ замкнутой системы $H(z)$, соответствующая структурной схеме на рис. 3, может быть представлена следующей формулой:

$$H(z) = \frac{W_n(z)z^{-1}}{1 + W_n(z)W_o(z)z^{-2}}. \quad (10)$$

Отсюда можно получить ПФ разомкнутой системы, учитывающей сетевые задержки:

$$W_{\text{раз}}(z) = \frac{W_n(z)z^{-1}}{1 + W_n(z)W_o(z)z^{-2} - W_n(z)z^{-1}}. \quad (11)$$

Именно эту ПФ следует использовать в качестве располагаемой на следующем этапе динами-



■ Рис. 3. Структурная схема цифровой системы с регулятором с дискретным периодом

ческого синтеза [1] цифровой системы автоматического управления. Для этого следует оценить максимальную задержку $t_d^{\max}$ в сети, используемой для передачи управляющих величин, как с помощью анализа стандартов данной технологии, так и исходя из конкретных особенностей ее применения (топологии, количества абонентов, объема передаваемого трафика). Эта величина может быть определена экспериментально, путем моделирования, с помощью аналитических оценок. Для оценки величины $t_d^{\max}$ следует учитывать следующие факторы:

- 1) параметры используемой сетевой технологии согласно стандартам;
- 2) загруженность сети всеми абонентами;
- 3) возможные сбои, не несущие необратимый характер.

Один из способов расчета $t_d^{\max}$ с учетом первых двух пунктов для технологии Ethernet приведен в работе [3]. Учет влияния сбоев сложнее подвергается формализации, так как зависит от конкретных параметров системы, требований и условий эксплуатации.

Если сеть способна передавать управляющие величины чаще периода дискретизации или даже несколько раз за период дискретности $nT < t_d^{\max}$, то можно воспользоваться предлагаемым в этой работе методом.

Величину $T - t_v$ можно разбить на n равных интервалов, рассматривая это как ее дискретизацию. Тогда цифровая система становится нечувствительной к задержкам t_d или пропажам $n - 1$ подряд идущих сетевых кадров. Временной характер передачи управляющих величин при $n = 3$ показан на рис. 4.

Как можно видеть на рисунке, использование регулятора с дискретным периодом при $n = 3$ делает цифровую систему нечувствительной к пропажам или задержкам $t_d > T - t_v$ для двух

подряд поступающих сетевых кадров. В управление в таком случае передается n раз одна и та же величина ошибки $e^*[i] = g[i - 1] - y[i - 2]$. В обратной связи также n раз передается величина $y^*[i]$. Однако задающее воздействие может генерироваться с частотой большей, чем выбранный период дискретизации. Выходную величину обратной связи в некоторых случаях также можно получать чаще периода дискретизации. Учитывая это, можно использовать другой вариант регулятора с дискретным периодом, когда в течение периода дискретизации n раз передается значение ошибки с постоянным $y(i)$, но изменяющимся задающим воздействием $g(i)$.

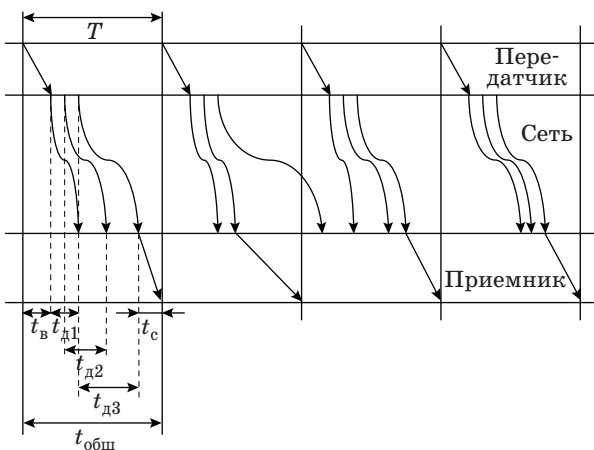
Такой подход отчасти схож с методом событийного управления [16], однако он им не является, так как управляющие величины передаются в управление только в моменты, соответствующие периоду дискретизации.

Модель случайного периода дискретизации

В случае, когда в цифровой автоматической системе с каналом множественного доступа имеют место случайные задержки доставки управляющих величин или пропажи кадров, одним из вариантов анализа таких систем является полагание периода дискретности случайным. Случайность периода дискретности может вызвать нарушение условий устойчивости и изменение динамических свойств системы управления по сравнению с тем, когда период дискретности постоянен [1]. При таком подходе к решению проблемы [1] учет случайности периода дискретности имеет смысл только для высокочастотных частей логарифмической амплитудной частотной характеристики (ЛАХ) разомкнутой системы, так как низкочастотные части практически от него не зависят. Высокочастотная часть ЛАХ не влияет на точность работы системы управления, но может повлиять на запас устойчивости. Это проявляется в подъеме усиления на высоких частотах, что снижает запас устойчивости и может привести к неустойчивости [1]. В высокочастотной области ЛАХ существует ограничение для подъема усиления, определяемого принятым показателем колебательности. Максимум подъема усиления при этом не достигает значения [1]

$$A_T^{\max} < 1 + \frac{4T_{\Sigma} D_T}{T_c^3}, \quad (12)$$

где $A_T^{\max}$ — максимальная амплитуда подъема усиления; T_{Σ} — сумма малых постоянных времени; D_T — дисперсия периода дискретности; T_c — математическое ожидание периода дискретности.



■ Рис. 4. Временная структура обмена цифровой системы с каналом множественного доступа и регулятором с дискретным периодом при $n = 3$

Достаточное условие сохранения принятого при расчете показателя колебательности имеет вид [1]

$$A_T^{\max} < \frac{M}{(M+1)\lambda_{\text{ср}}\left(\frac{T_c}{2} - T_\Sigma\right)} = \frac{T_c + 2T_\Sigma + 2\tau}{T_c - 2T_\Sigma}, \quad (13)$$

где M — показатель колебательности; $\lambda_{\text{ср}}$ — псевдочастота среза; τ — временное запаздывание в канале управления.

Из этих неравенств получено условие [1], ограничивающее дисперсию периода дискретности:

$$D_T < \frac{T_c^3}{T_c - 2(T_\Sigma + \tau)} > T_c^2. \quad (14)$$

Эти формулы справедливы при $0 < T_\Sigma < 0,5T_c$. Случай, когда $T_\Sigma = 0$, приводит к снижению запаса устойчивости при любом подъеме усиления в области высоких частот, однако в реальных системах такое условие никогда не выполняется. В случае же, если $T > 0,5T_c$, учет случайности периода дискретности теряет практический смысл, так как период дискретности оказывает слабое влияние на динамику системы управления, которая по своим свойствам приближается к непрерывной системе.

Описанный выше метод позволяет учитывать случайность периода дискретности для обеспечения требований устойчивости, однако для его использования необходимы априорные сведения о математическом ожидании и дисперсии периода дискретности. Доставка управляющих величин с помощью сети, однако, не делает период дискретности случайным в точном значении этого слова, а лишь привносит задержки, которые могут приводить к пропажам сетевых кадров. Поэтому в качестве модели случайного процесса используется квазипериодический процесс с заданным периодом и случайными нулевыми значениями. Такой процесс описывается моделью решетчатой функции времени, отдельные отсчеты которой могут обращаться в ноль. Такая модель учитывает как пропажи сетевых кадров, так и их кажущиеся пропажи вследствие несвоевременной доставки в цифровой корректор.

Программная реализация и результаты моделирования

Модель цифрового регулятора с дискретным периодом создана в пакете Simulink в среде MatLab с использованием инструмента Stateflow для цифровой автоматической системы с каналом множественного доступа. Передача управляющих величин реализована на основе модели Гилберта — Элиота [17], которая часто используется для моделирования каналов связи с ошибками. В качестве непрерывной ПФ исполнительного устройства в модели использована ПФ, применя-

ющаяся для описания исполнительных приводов электрического, гидравлического и пневматического типов, вида

$$W(p) = \frac{K}{p(1+T_1p)(1+T_2p)}, \quad (15)$$

где $K = 3 \text{ с}^{-1}$; $T_1 = 0,5 \text{ с}$; $T_2 = 0,1 \text{ с}$. ПФ цифрового корректора для функции (15) была синтезирована по методу, изложенному в работе [1], для периода дискретизации $0,5 \text{ с}$, исходя из следующих требований: коэффициент ошибки по скорости $K_v \leq 3'$, запас по фазе $\varphi \leq 50^\circ$, показатель колебательности $M \leq 1,3$. В результате синтеза была получена цифровая ПФ корректирующего фильтра

$$D(z) = \frac{0,25(z - 0,24)}{(z - 0,99)}. \quad (16)$$

Переходная характеристика модели с ПФ исполнительного устройства (15) и корректора (16) представлена на рис. 5.

Схема модели, реализованная в пакете Simulink в среде MatLab, учитывающая постоянные сетевые задержки, представлена на рис. 6, а.

Переходная характеристика для этой модели показана на рис. 7, а. Управляющие величины передаются четыре раза за период дискретности. Как можно заметить, имеет место перерегулирование, возникающее из-за запаздывания.

В случае если в цифровой системе n раз за период дискретности должны передаваться каждый раз новые значения управляющих величин, то модель примет вид, показанный на рис. 6, б.

Переходная характеристика при передаче изменяющихся значений управляющих величин показана на рис. 7, б. Сравнение рис. 7, а и б дает возможность судить о преимуществах данного метода.

Полученные результаты иллюстрируют работоспособность и эффективность предложенных методов решения проблемы устойчивости сетевых автоматических систем.

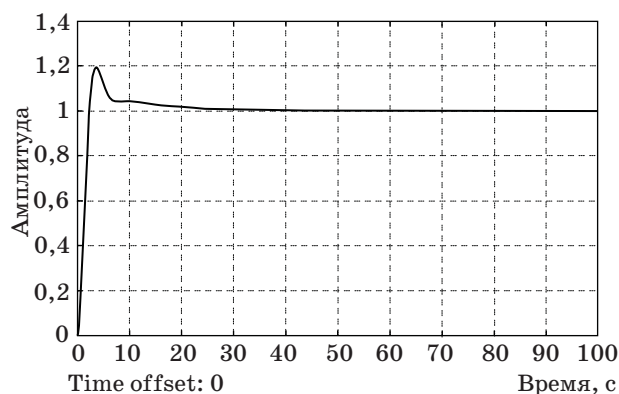
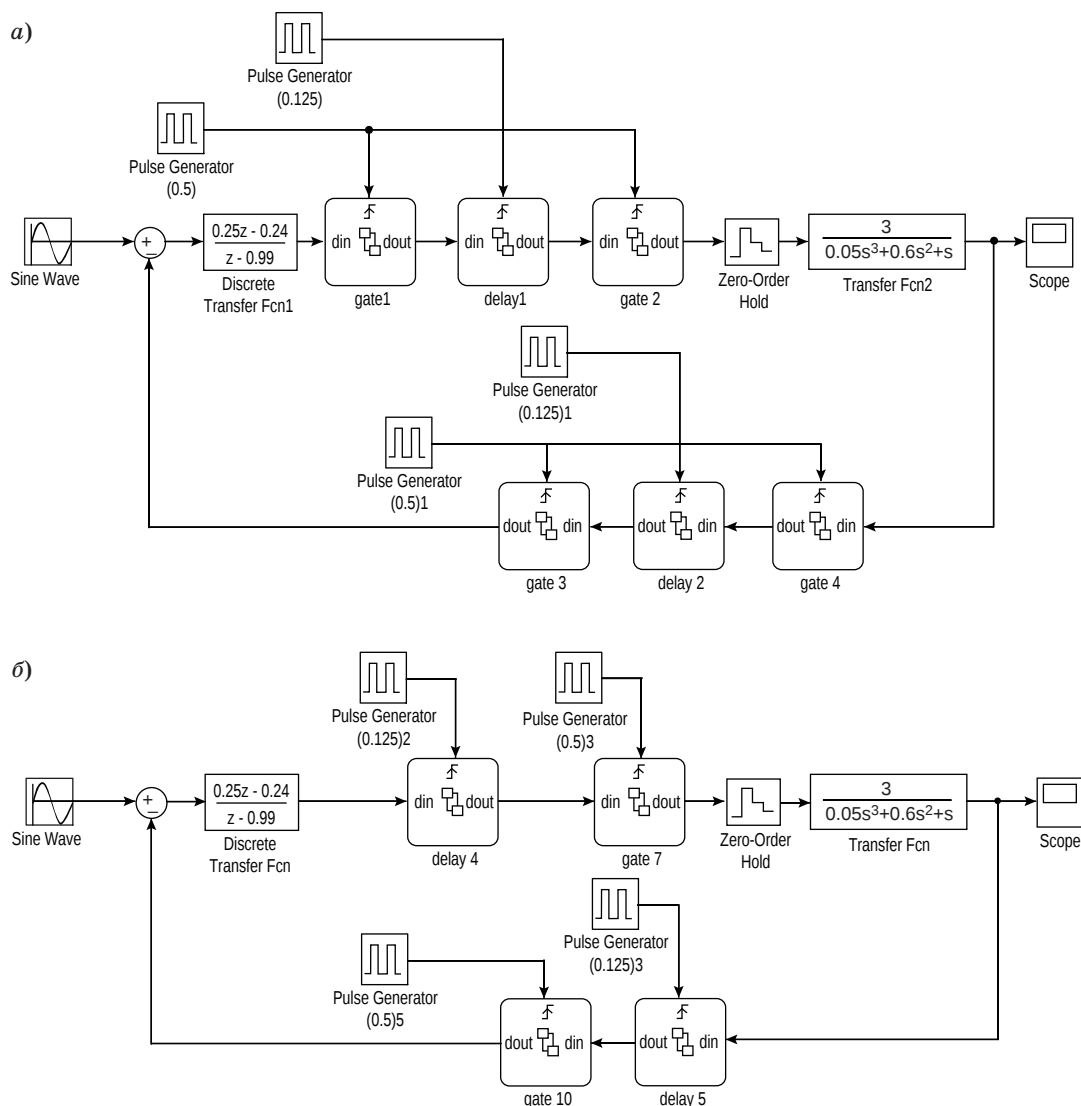
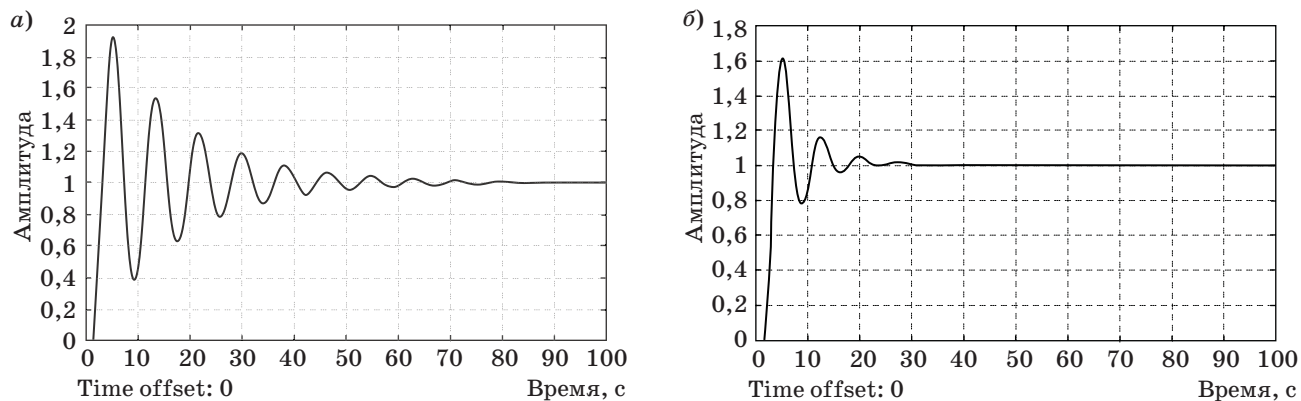


Рис. 5. Переходная характеристика скорректированной цифровой автоматической системы



■ **Рис. 6.** Модель автоматической цифровой системы с регулятором с дискретным периодом и каналом множественного доступа при передаче одинаковых (а) и изменяющихся (б) значений в течение периода дискретности



■ **Рис. 7.** Переходная характеристика модели цифровой автоматической системы с регулятором с дискретным периодом и каналом множественного доступа при передаче одинаковых (а) и изменяющихся (б) значений в течение периода дискретности

Заключение

Решена проблема синтеза сетевых систем управления в условиях влияния задержек сетевых кадров на их устойчивость. Предложен метод рекурсивного синтеза, учитывающего такие задержки. Показано, что оценка максимальной

задержки кадров в конкретной сетевой среде открывает возможность построения цифрового корректора невосприимчивого к их пропажам. Результаты компьютерного моделирования доказывают эффективность предложенных методов анализа и синтеза сетевых автоматических систем.

Литература

1. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы. — М.: Наука, главная редакция физико-математической литературы, 1976. — 576 с.
2. Eriksson L. Pid Controller Design and Tuning in Networked Control Systems. — Helsinki University of Technology, 2008. — 98 p.
3. Vatanskib N., et al. Control Compensation Based on Upper Bound Delay in Networked Controlsystems. <http://arxiv.org/ftp/cs/papers/0609/0609151.pdf> (дата обращения: 09.09.2012).
4. Cliow M.-Y., Tipsuwan Y. Network-Based Control Systems: a Tutorial// Proc. of the 27th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON '01), Denver, CO. 2001. Vol. 3. P. 1593–1602.
5. Tipsuwan Y., Mo-Yuen Chow. Control Methodologies in Networked Control Systems//Control Engineering Practice. 2003. Vol. 11. P. 1101–1105.
6. Halevi Y., & Ray A. Integrated Communication and Control Systems. Part I: Analysis. Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control. 1988. 102 p.
7. Luck R., & Ray A. An Observer-Based Compensator for Distributed Delays// Automatica. 1990. Vol. 26. N 5. P. 903–908.
8. Chan H., Özgüner Ü. Closed-Loop Control of Systems over a Communications Network with Queues//International Journal of Control. 1995. Vol. 62. N 3. P. 493–510.
9. Nilsson J. Real-Time Control Systems with Delays: PhD diss. — Lund Institute of Technology, 1998. — 123 p.
10. Walsh G.C., Beldiman O., Bushnell L. Asymptotic Behavior of Networked Control Systems//Proc. of the 1999 IEEE Intern. Conf. on Control Applications. Kohala Coast, HI, 1999. Vol. 2. P. 1448–1453.
11. Hong S. H. Scheduling Algorithm of Data Sampling Times in the Integrated Communication and Control Systems//IEEE Transactions on Control Systems Technology. 1995. Vol. 3. N 2. P. 225–230.
12. Göktas F. Distributed Control of Systems over Communication Networks: PhD diss. — University of Pennsylvania, 2000. — P. 41–63.
13. Almutairi N. B., Chow M.-Y., Tipsuwan Y. Network-Based Controlled DC Motor with Fuzzy Compensation//The 27th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 01). Denver, CO, 2001. Vol. 3. P. 1844–1849.
14. Zachary N., et al. Super-Media Enhanced Internet-Based Real-Time Teleoperation. http://www.egr.msu.edu/ralab/Publications/Hands_On2005.pdf (дата обращения: 09.06.2013).
15. Tipsuwan Y., Chow M.-Y. Network-Based Controller Adaptation Based on QoS Negotiation and Deterioration//The 27th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 01). Denver, CO, 2001. Vol. 3. P. 1794–1799.
16. Jacobus Henk Sandee. Event-Driven Control in Theory and Practice. — Eindhoven, Technical University, 2006. — P. 53–60.
17. Haßlinger G., Hohlfeld O. The Gilbert-Elliott Model for Packet Loss in Real Time Services on the Internet. <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.90.1411&rep=rep1&type=pdf>. (дата обращения: 03.02.2015).

UDC 62.50

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.92

Stability of Digital Regulators with Network Delivery of Controlling Variables

Kaliuzhnuy V. P.^a, PhD, Tech., Associate Professor, vpkvita@yandex.ru

^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: In this work, we develop a method of synthesizing automatic digital systems which would take into account the network delays of the controlling variables during their transfer to the digital corrector insensitive to their disappearance (because of losing network frames) or late delivery. **Results:** A method has been developed to synthesize automatic digital systems with network delivery of controlling variables for which the maximum frame delay is defined for a given network environment. Taking into account the network delays allows us to compensate their influence on dynamic characteristics of the system by modifying its available part and using it at the next step of the synthesis. Due to this procedure, we can avoid using various predictors and compensators to ensure stability. The

proposed method of digital corrector design provides its insensitivity to the loss of a certain number of network frames. For the software implementation of the model, Simulink package was used along Stateflow tool. **Practical relevance:** The obtained results allow you to take into account the delays and losses of network frames during the synthesis and design of automatic digital systems.

Keywords — Automatic Digital System Stability, Dynamic Synthesis, Digital Corrector, Network Frame Delays, Network Frame Losses.

References

1. Besekersky V. A. *Tsifrovye avtomaticheskie sistemy* [Digital Control System]. Moscow, Nauka Publ., 1976. 575 p. (In Russian).
2. Eriksson L. *Pid Controller Design and Tuning in Networked Control Systems*. Helsinki University of Technology, 2008. 98 p.
3. Vataniskib N., Georges J.-P.a, Aubrun Ca., Rondeau E., and S.-L. Jamsa-Jounela. *Control Compensation Based on Upper Bound Delay in Networked Control Systems*. Available at: <http://arxiv.org/ftp/cs/papers/0609/0609151.pdf> (accessed 09 September 2012).
4. Clow M.-Y., Tipsuwan Y. Network-Based Control Systems. *Proc. of the 27th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON '01)*, Denver, CO, 2001, vol. 3, pp. 1593–1602.
5. Tipsuwan Y., Mo-Yuen Chow. Control Methodologies in Networked Control Systems. *Control Engineering Practice*, 2003, vol. 11, pp. 1101–1105.
6. Halevi Y., Ray A. Integrated Communication and Control Systems. Part I. Analysis. *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, 1988. 102 p.
7. Luck R., Ray A. An Observer-Based Compensator for Distributed Delays. *Automatica*, 1990, vol. 26, no. 5, pp. 903–908.
8. Chan H., Özgüner Ü. Closed-Loop Control of Systems over a Communications Network with Queues. *International Journal of Control*, 1995, vol. 62, no. 3, pp. 493–510.
9. Nilsson J. *Real-time Control Systems with Delays*. PhD dissertation. Lund Institute of Technology. 1998. 123 p.
10. Walsh G. C., Beldiman O., Bushnell L. Asymptotic Behavior of Networked Control Systems. *Proc. of the 1999 IEEE Intern. Conf. on Control Applications*, Kohala Coast, HI, 1999, vol. 2, pp. 1448–1453.
11. Hong S. H. Scheduling Algorithm of Data Sampling Times in the Integrated Communication and Control Systems. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1995, vol. 3, no. 2, pp. 225–230.
12. Göktas F. *Distributed Control of Systems Over Communication Networks*. PhD dissertation. University of Pennsylvania, 2000. P. 41–63.
13. Almutairi N. B., Chow M.-Y., Tipsuwan Y. Network-Based Controlled DC Motor with Fuzzy Compensation. *The 27th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 01)*, Denver, CO, 2001, vol. 3, pp. 1844–1849.
14. Zachary N., et al. Super-Media Enhanced Internet-Based Real-Time Teleoperation. Available at: http://www.egr.msu.edu/rallab/Publications/Hands_On2005.pdf (accessed 09 June 2013).
15. Tipsuwan Y., Chow M.-Y. Network-Based Controller Adaptation Based on QoS Negotiation and Deterioration. *The 27th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 01)*, Denver, CO, 2001, vol. 3, pp. 1794–1799.
16. Jacobus Henk Sandee. *Event-Driven Control in Theory and Practice*. Eindhoven, Technical University, 2006. P. 53–60.
17. Haßlinger G., Hohlfeld. O. The Gilbert-Elliott Model for Packet Loss in Real Time Services on the Internet. Available at: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.90.1411&rep=rep1&type=pdf> (accessed 03 February 2015).

УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Научные базы данных, включая SCOPUS и Web of Science, обрабатывают данные автоматически. С одной стороны, это ускоряет процесс обработки данных, с другой — различия в транслитерации ФИО, неточные данные о месте работы, области научного знания и т. д. приводят к тому, что в базах оказывается несколько авторских страниц для одного и того же человека. В результате для всех по отдельности считаются индексы цитирования, снижая рейтинг ученого.

Для идентификации авторов в сетях Thomson Reuters проводит регистрацию с присвоением уникального индекса (ID) для каждого из авторов научных публикаций.

Процедура получения ID бесплатна и очень проста: входите на страницу <http://www.researcherid.com>, слева под надписью «New to ResearcherID?» нажимаете на синюю кнопку «Join Now It's Free» и заполняете короткую анкету. По указанному электронному адресу получаете сообщение с предложением по ссылке заполнить полную регистрационную форму на ORCID. Получаете ID.

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ С ПОЗИЦИОННО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ К ВОЗДЕЙСТВИЮ ХИП ПРИ ВЫСОКИХ ОТНОШЕНИЯХ СИГНАЛ/ШУМ

Бакин Е. А.^а, канд. техн. наук, доцент

Апанасенко Н. В.^а, магистрант

^аСанкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

Введение: существующие на сегодняшний день алгоритмы приема сверхширокополосных сигналов, как правило, не учитывают наличие импульсных помех в канале. Это приводит к потере их работоспособности, что существенно ограничивает область применения сверхширокополосных систем передачи данных на промышленных объектах. **Цель исследования:** разработка и анализ эффективных алгоритмов приема сверхширокополосного сигнала на фоне импульсных помех. **Результаты:** предложена модель импульсной помехи, для которой была разработана оптимальная схема принятия решений о передаваемом сообщении. Несмотря на то, что данная схема является трудно реализуемой, ее анализ позволил определить нижнюю границу для вероятности возникновения битовой ошибки. Проведен сравнительный анализ оптимального алгоритма и алгоритмов, наиболее часто используемых в современных трансиверах сверхширокополосных систем передачи данных: корреляционного приема и приема с двоичным квантованием. По результатам сравнения разработан перечень рекомендаций по областям применения рассмотренных алгоритмов: приемник с двоичным квантованием является эффективным в области низких значений отношения сигнал/помеха при большой скважности помеховых импульсов. Рекомендуемой областью применения корреляционного приемника являются высокие значения отношения сигнал/помеха при их малой скважности. **Практическая значимость:** результаты исследования могут быть использованы разработчиками беспроводных решений по сбору и обработке данных, планирующих применение сверхширокополосных систем передачи данных на предприятиях с высоким уровнем промышленных помех.

Ключевые слова — вероятность ошибки, импульсная помеха, позиционно-импульсная модуляция, сверхширокополосная связь.

Введение

Развитие науки и техники в последние десятилетия привело к появлению инновационных технологий во всех областях деятельности человека. Одной из таких инноваций является использование в связи, локации и навигации сигналов с шириной спектра более 500 МГц, названных сверхширокополосными (СШП) [1].

В СШП-системах наиболее широкое применение получили следующие виды модуляции: позиционно-импульсная (*Pulse-Position Modulation* — PPM), амплитудно-импульсная (*Pulse-Amplitude Modulation* — PAM), манипуляция с пассивной паузой (*On-Off Keying* — OOK) и двоичная фазовая манипуляция (*Biphase Modulation* — BPSK) [2]. Наиболее распространенной из перечисленных является PPM, также называемая технологией расширения спектра скачками по времени (*Time-Hopping Spread Spectrum* — TH-SS) [3, 4]. Соответственно, актуальной задачей является анализ устойчивости подобных систем к различным видам помех. В литературе, как правило, рассматривается работа телекоммуникационных систем с PPM на фоне аддитивного белого гауссова шума (АБГШ) и перекрестных помех, создаваемых другими станциями [3, 5]. Однако распространенным видом промышленных помех является также ха-

отическая импульсная помеха (ХИП). Такая помеха представляет собой последовательность импульсов произвольной длительности и амплитуды, следующих друг за другом через случайные промежутки времени [6]. Характерным отличием импульсной помехи от обычного теплового шума является то, что длительность периодов активности помехи значительно меньше промежутков между ними, поэтому события появления импульсов могут рассматриваться как независимые. К источникам импульсных помех относятся включение и выключение осветительных и электромеханических приборов, атмосферные разряды, промышленные установки, медицинское оборудование и т. д. [6].

В данной работе рассматривается СШП-система передачи данных, в которой основным мешающим фактором при принятии решения о переданном сообщении является наличие импульсной помехи. При этом предполагается, что мощность флюктуационного шума пренебрежимо мала по сравнению с мощностью полезного сигнала. Вводятся модель импульсной помехи и три алгоритма демодуляции на приемной стороне. Приводится анализ зависимостей вероятностных характеристик качества приема PPM-сигнала от мощностных и временных параметров импульсной помехи для всех трех алгоритмов.

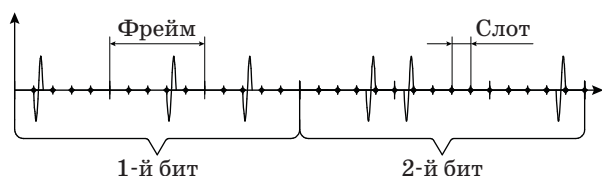
Позиционно-импульсная модуляция

В позиционно-импульсной модуляции для передачи одного информационного бита используется код с повторением со скоростью $1/N$ с последующим скремблированием [7]. Передача кодовых символов осуществляется посредством излучения пачки из N импульсов. Для этого интервал передачи информационного бита разбивается на N фреймов, каждый из которых в свою очередь разбивается на M интервалов, называемых слотами. В каждом фрейме передается один кодовый символ. При этом для передачи символа на передающем устройстве псевдослучайным образом выбирается один из M слотов. Каждый слот содержит два полуслота. В зависимости от того, какой кодовый символ (ноль или единица) передается, формируется импульс либо в правом, либо в левом полуслоте. На рис. 1 приведен пример RPM-сигнала для $N = 3$ и $M = 5$.

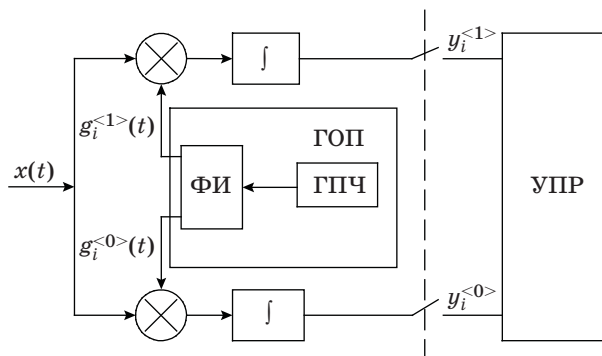
Заметим, что если нормировать энергию импульса и длительность слота к единице, то расходуемая при передаче данных средняя мощность

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{2M}.$$

Типовая схема приемника RPM-сигнала представлена на рис. 2. На приемной стороне синхронно с передатчиком работает генератор псевдослучайных чисел ГПЧ, который вычисляет номер слота, в котором осуществляется передача i -го кодового символа ($i = \overline{1, N}$). Далее, на перемножители подаются импульсы, аналогичные излучаемым, один из которых соответствует i -му импуль-



■ Рис. 1. RPM-сигнал



■ Рис. 2. Общая схема приемника RPM-сигнала

су последовательности при передаче информационной единицы, другой — нуля ($g_i^{<1>}(t)$ и $g_i^{<0>}(t)$ соответственно). ГПЧ и формирователь импульсов ФИ, работая в паре, образуют генератор опорных последовательностей ГОП, формирующий последовательность импульсов $g^{<1>}(t) = \sum_{i=1}^N g_i^{<1>}(t)$ и $g^{<0>}(t) = \sum_{i=1}^N g_i^{<0>}(t)$.

Сигналы с выходов перемножителей поступают на интеграторы, после чего в конце полуслота снимаются отсчеты. Таким образом, непрерывный сигнал превращается в последовательность действительных чисел $y_i^{<0>}$ и $y_i^{<1>}$ ($i = \overline{1, N}$), которые поступают на устройство принятия решения УПР о передаваемом информационном бите [8]:

$$y_i^{<0>} = \int_{T(i-1)}^{Ti} x(t) g_i^{<0>}(t) dt, \quad i = \overline{1, N};$$

$$y_i^{<1>} = \int_{T(i-1)}^{Ti} x(t) g_i^{<1>}(t) dt, \quad i = \overline{1, N}.$$

Здесь T — длительность фрейма.

Устройство принятия решения, соответственно, характеризуется функцией принятия решения $\hat{b} = \phi(y_1^{<0>}, y_2^{<0>}, \dots, y_N^{<0>}, y_1^{<1>}, y_2^{<1>}, \dots, y_N^{<1>})$, где $\hat{b}$ — оценка переданного бита. Очевидно, что в случае отсутствия помех в канале при передаче информационной единицы $y_1^{<0>} = y_2^{<0>} = \dots = y_N^{<0>} = 0$, $y_1^{<1>} = y_2^{<1>} = \dots = y_N^{<1>} = 1$, а при передаче информационного нуля $y_1^{<0>} = y_2^{<0>} = \dots = y_N^{<0>} = 1$, $y_1^{<1>} = y_2^{<1>} = \dots = y_N^{<1>} = 0$.

Модель помехи

В данной работе рассматривается аддитивная импульсная помеха, длительность которой существенно меньше длительности слота в системе RPM, а интервалы времени между импульсами являются независимыми экспоненциально распределенными случайными величинами [8]. Отклик одного импульса помехи на выходе коррелятора может быть представлен нормальной случайной величиной с нулевым математическим ожиданием и дисперсией D . Таким образом, последовательность отсчетов помехи на входе УПР представляет собой бернуллиевский поток, в котором с вероятностью p помеха в полуслоте принимает ненулевое значение и представляется нормальной случайной величиной, а с вероят-

стью $(1-p)$ равна нулю [9]. Обобщенная плотность вероятности для последовательности отсчетов такой помехи будет определяться выражением

$$f_n(x) = (1-p)\delta(x) + p \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} \exp\left(-\frac{x^2}{2D}\right), \quad (1)$$

где $\delta(x)$ — дельта-функция; p — вероятность возникновения помехи в одном полуслоте; D — дисперсия помеховой компоненты в случае ее появления. В зависимости от параметра p помеха может представлять собой либо ХИП (при $p \rightarrow 0$), либо флуктуационный шум (при $p \rightarrow 1$). Средняя мощность такой помехи определяется выражением $P_d = pD$.

Тогда отношение сигнал/помеха будет рассчитываться следующим образом:

$$q = \frac{1}{2MpD}.$$

В дальнейшем будем обозначать через $n_i^{(0)}$ и $n_i^{(1)}$ ($i = \overline{1, N}$) помеховые компоненты в полуслотах, соответствующих i -му импульсу при передаче информационного нуля и единицы соответственно.

Описание алгоритма принятия решения на основе метода максимума правдоподобия

Для нахождения потенциальных характеристик приема РРМ-сигнал на фоне помехи, описанной в предыдущем разделе, проведем анализ алгоритма приема по максимуму правдоподобия (МП). Для построения приемника по МП введем функцию правдоподобия для наблюдаемой последовательности отсчетов на входе УПР:

$$L(y_i^{(0)}, y_i^{(1)}; i = \overline{1, N} | b) = \prod_{i=1}^N f_n(y_i^{(0)} | b) f_n(y_i^{(1)} | b).$$

В качестве оценки значения принимаемого бита выбирается такое $\hat{b}$, при котором функция правдоподобия имеет максимальное значение:

$$\hat{b} = \arg \max_b L(y_i^{(0)}, y_i^{(1)}; i = \overline{1, N} | b).$$

В данном случае удобно находить максимум не самой функции правдоподобия, а ее логарифма:

$$\hat{b} = \arg \max_b \sum_{i=1}^N \left[\log f_n(y_i^{(0)} | b) + \log f_n(y_i^{(1)} | b) \right].$$

Рассмотрим вид логарифма функции правдоподобия для случая $b = 0$:

$$\sum_{i=1}^N \left[\log f_n(y_i^{(0)} | b=0) + \log f_n(y_i^{(1)} | b=0) \right] =$$

$$= \sum_{i=1}^N \left[\log \left((1-p)\delta(y_i^{(0)} - 1) + p e^{-\frac{(y_i^{(0)} - 1)^2}{2D}} \right) + \log \left((1-p)\delta(y_i^{(1)}) + p e^{-\frac{(y_i^{(1)})^2}{2D}} \right) \right]. \quad (2)$$

Функция обобщенной плотности вероятности отсчета одной помехи (1) включает в себя дельта-функцию, которая принимает бесконечное значение, когда аргумент равен нулю. Аргументы при дельта-функциях в выражении (2) могут принимать значение ноль только в двух случаях: когда $y_i^{(0)} = 1$ или когда $y_i^{(1)} = 0$. Следовательно, вся сумма будет стремиться к бесконечности, если хотя бы в одном из N полуслотов для передачи кодового символа «ноль» появится единица либо произошло событие появления нуля хоть в одном из N полуслотов для передачи кодового символа «единица». При этом прием информационного бита абсолютно достоверен. Данное событие может быть записано в виде следующего математического индикатора:

$$I_0 = I \left\{ \bigcup_{i=1}^N \left[(y_i^{(0)} = 1) \cup (y_i^{(1)} = 0) \right] \right\}.$$

Если индикатор I_0 равен единице, принимается решение, что передавался информационный бит, равный нулю. Аналогично можно ввести второй индикатор

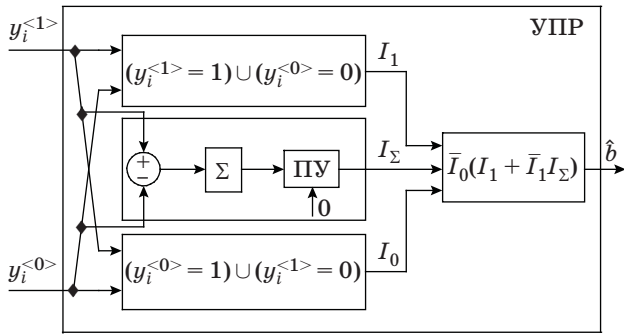
$$I_1 = I \left\{ \bigcup_{i=1}^N \left[(y_i^{(0)} = 0) \cup (y_i^{(1)} = 1) \right] \right\}.$$

Тогда, если индикатор I_1 равен единице, принимается достоверное решение, что передавался информационный бит, равный единице. Если же все $y_i^{(0)}$ и $y_i^{(1)}$ отличны от нуля и единицы, то дельта-функции в функции правдоподобия обращаются в ноль, и после несложных преобразований решающее правило принимает вид

$$\hat{b} = \arg \max_b \sum_{i=1}^N y_i^{(b)}. \quad (3)$$

Отметим, что вероятность такого события равна p^{2N} . Введем следующий вспомогательный индикатор:

$$I_\Sigma = I \left\{ \sum_{i=1}^N y_i^{(1)} \geq \sum_{i=1}^N y_i^{(0)} \right\}. \quad (4)$$



■ Рис. 3. Прием по МП: ПУ — пороговое устройство

Тогда с учетом ранее введенных индикаторов оценка значения переданного бита по МП принимает вид

$$\hat{b} = \bar{I}_0 (I_1 + \bar{I}_1 I_\Sigma). \quad (5)$$

Схема приемника по МП представлена на рис. 3.

Вычислим вероятность возникновения битовой ошибки для приемника по МП. Из алгоритма принятия решения видно, что ошибка может возникнуть лишь в том случае, когда помеха возникнет во всех полуслотах:

$$\begin{aligned} P_e^{\text{МП}} &= \Pr \left\{ \sum_{i=1}^N y_i^{<1>} \geq \sum_{i=1}^N y_i^{<0>} \middle| b = 0, k = 2N \right\} \Pr \{k = 2N\} = \\ &= \Pr \left\{ \sum_{i=1}^N (n_i^{<1>} + n_i^{<0>}) \geq N \middle| b = 0, k = 2N \right\} \Pr \{k = 2N\}, \end{aligned}$$

где k — количество полуслотов, в которых значение помехи отлично от нуля. В сумме $\sum_{i=1}^N (n_i^{<1>} + n_i^{<0>})$ присутствует $2N$ независимых гауссовых компонентов с математическим ожиданием, равным нулю, и дисперсией D . Тогда с учетом замечания к выражению (3) получим

$$P_e^{\text{МП}} = p^{2N} Q \left(\sqrt{\frac{N}{2D}} \right) = p^{2N} Q(\sqrt{q p M}). \quad (6)$$

Приемник по МП учитывает структуру помехи, однако является идеализированным в том смысле, что в реальной системе $y_i^{<0>}$ и $y_i^{<1>}$ являются действительными числами, и любое сколь угодно малое их отклонение от нуля или единицы обратит индикаторы I_0 и I_1 в ноль. Однако выражение (6) является нижней границей для вероятности ошибки на бит в такой системе и может быть использовано для оценки эффективности практически реализуемых алгоритмов УПР.

Корреляционный прием

На практике в трансиверах СШП-сигналов применяется, как правило, корреляционный прием [10–12]. Схема УПР стандартного корреляционного приемника (рис. 4) состоит из устройства вычитания, сумматора и ПУ [7].

Алгоритм, выполняемый корреляционным УПР, может быть представлен выражением

$$\hat{b} = I \left\{ \sum_{i=1}^N (y_i^{<1>} - y_i^{<0>}) \geq 0 \right\}. \quad (7)$$

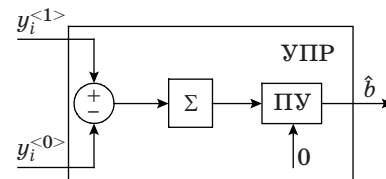
Вычислим вероятность возникновения ошибки при работе описанного корреляционного приемника. В силу равновероятности возникновения ошибки при передаче информационной единицы и нуля, следующей из структуры решающего правила (7), выведем выражение для случая, когда передавался информационный ноль:

$$\begin{aligned} P_e^{\text{корр}} &= \Pr \left\{ \sum_{i=1}^N y_i^{<1>} \geq \sum_{i=1}^N y_i^{<0>} \middle| b = 0 \right\} = \\ &= \Pr \left\{ \sum_{i=1}^N (n_i^{<1>} - n_i^{<0>}) \geq N \right\} = \\ &= \Pr \left\{ \sum_{i=1}^N (n_i^{<1>} + n_i^{<0>}) \geq N \right\}. \end{aligned} \quad (8)$$

Последнее равенство следует из того, что случайные величины $n_i^{<1>}$ и $n_i^{<0>}$ имеют симметричное относительно нуля распределение [13]. Слева от знака неравенства стоит сумма из $2N$ независимых случайных величин, каждая из которых с вероятностью p принимает случайное значение с нормальным распределением и с вероятностью $(1 - p)$ — значение, равное нулю. Найдем выражение для вероятности ошибки в случае, если эта сумма содержит ровно k ненулевых компонентов $n_1, n_2, \dots, n_k$:

$$\Pr \left\{ \sum_{i=1}^N (n_i^{<1>} + n_i^{<0>}) \geq N \middle| k \right\} = \Pr \left\{ \sum_{i=1}^k n_i \geq N \right\} = Q \left(\frac{N}{\sqrt{kD}} \right).$$

Учитывая, что количество ненулевых компонентов в сумме имеет биномиальное распределение, применив формулу полной вероятности,



■ Рис. 4. Схема корреляционного приемника

получим окончательное выражение для вероятности ошибки

$$P_e^{\text{корр}} = \sum_{k=1}^{2N} \binom{2N}{k} p^k (1-p)^{2N-k} Q\left(\frac{N}{\sqrt{kD}}\right) = \sum_{k=1}^{2N} \binom{2N}{k} p^k (1-p)^{2N-k} Q\left(N\sqrt{\frac{2qpM}{k}}\right).$$

Данный приемник является оптимальным с точки зрения минимальной вероятности возникновения ошибки при приеме одного информационного бита на фоне гауссова шума [7].

Прием с двоичным квантованием

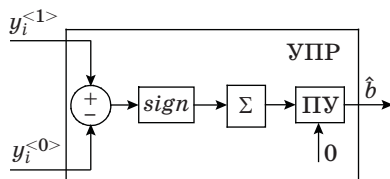
В системах передачи данных, для которых характерно наличие импульсных помех, зачастую применяется включение нелинейного элемента в тракт приемника (как правило — ограничитель) [14]. Такие схемы, одна из которых представлена на рис. 5, называются схемами ШОУ (широкая полоса — ограничитель — узкая полоса).

Отметим, что схема данного приемника практически эквивалентна схеме корреляционного, а наличие двоичного квантователя (элемента *sign*) позволяет бороться с мощными импульсными помехами. Решающее правило УПР на основе схемы ШОУ может быть представлено следующим выражением [ср. с формулой (7)]:

$$\hat{b} = I\left\{\sum_{i=1}^N \text{sign}(y_i^{(1)} - y_i^{(0)}) \geq 0\right\}. \quad (9)$$

Вероятность ошибки для такого приемника соответствует вероятности превышения количества ошибочно принятых кодовых символов значения $N/2$:

$$\begin{aligned} P_e^{\text{д.к}} &= \Pr\left\{\sum_{i=1}^N \text{sign}(y_i^{(1)} - y_i^{(0)}) \geq 0 \mid b=0\right\} \\ &= \Pr\left\{\sum_{i=1}^N \text{sign}(n_i^{(1)} - n_i^{(0)} - 1) \geq 0\right\} = \\ &= \Pr\left\{\sum_{i=1}^N I(n_i^{(1)} + n_i^{(0)} \geq 1) \geq N/2\right\}. \end{aligned}$$



■ Рис. 5. Схема УПР с двоичным квантованием по входу

Приняв за $p_S = \Pr\{n_i^{(1)} + n_i^{(0)} \geq 1\} = 2p(1-p)Q\left(\frac{1}{\sqrt{D}}\right) + p^2Q\left(\frac{1}{\sqrt{2D}}\right)$ и учитывая, что количество кодовых символов, для которых $I(n_i^{(1)} + n_i^{(0)} \geq 1)$ распределено по биномиальному закону, получим окончательное выражение для вероятности ошибки

$$P_e^{\text{д.к}} = \sum_{k=\lceil N/2 \rceil}^N \binom{N}{k} p_S^k (1-p_S)^{N-k}. \quad (10)$$

Отметим, что данное выражение применимо для случая, когда N — нечетное. В случае, когда N — четное:

$$\begin{aligned} P_e^{\text{д.к}} &= \frac{1}{2} \binom{N}{N/2} p_S^{N/2} (1-p_S)^{N/2} + \\ &+ \sum_{k=N/2+1}^N \binom{N}{k} p_S^k (1-p_S)^{N-k}. \end{aligned}$$

Стоит отметить, что при малом значении p_S и относительно большом N данное выражение практически совпадает с выражением (10).

Численный пример

На практике в сверхширокополосных радиоэлектронных системах передачи данных длительность одного импульса составляет порядка $T_c = 1$ нс [15]. Тогда при скорости передачи данных 25 Мбит/с для передачи одного информационного бита потребуется 40 полуслотов. Исходя из этого положим $N = 4$ и $M = 5$, что соответствует типовым параметрам для подобных систем [15].

На рис. 6, а представлен график зависимости вероятности возникновения битовой ошибки от отношения сигнал/помеха при фиксированном значении вероятности появления помехи $p = 1$ для трех приемников ($N = 4$, $M = 5$).

Как и следовало ожидать, значения вероятности возникновения ошибки на бит для корреляционного приемника и приемника по МП совпали [16]. Проигрыш приемника с двоичным квантованием по сравнению с корреляционным приемником составляет порядка 3 дБ.

На рис. 6, б представлен график зависимости вероятности возникновения битовой ошибки от значения сигнал/помеха при фиксированной вероятности возникновения помехи в одном полуслоте $p = 0,02$ для трех приемников.

Результат моделирования, представленный на рис. 6, б, показал, что приемник с двоичным квантованием имеет меньшую вероятность возникновения битовой ошибки по сравнению с корреляционным приемником в диапазоне низких

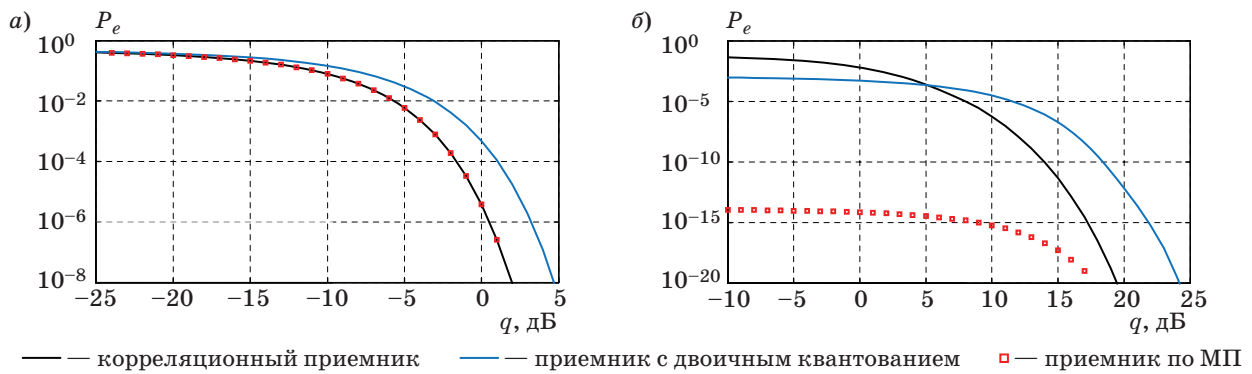


Рис. 6. Зависимость вероятности возникновения битовой ошибки от значения отношения сигнал/помеха: а — при флуктуационной помехе; б — при воздействии ХИП

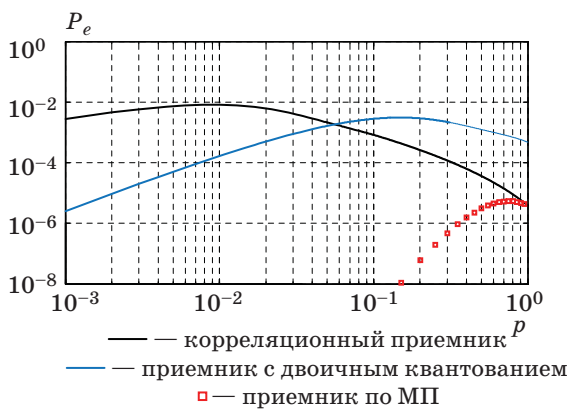


Рис. 7. Зависимость вероятности возникновения битовой ошибки от вероятности возникновения помехи в одном полуслоте

значений отношения сигнал/помеха. Но при высоких значениях отношения сигнал/помеха корреляционный приемник обеспечивает меньшую вероятность возникновения битовой ошибки, чем приемник с двоичным квантованием.

На рис. 7 представлены графики зависимости вероятности возникновения битовой ошибки от вероятности возникновения помехи в одном полуслоте при фиксированном значении отношения сигнал/помеха $q = 0$ дБ.

Из графиков рис. 7 видно, что приемник с двоичным квантованием имеет меньшую вероятность возникновения ошибки на бит, чем у корреляционного приема, при низких значениях вероятности возникновения помехи в одном полуслоте (до $p = 0,05$). Но при высоких значениях вероятности возникновения помехи в одном полуслоте корреляционный приемник обеспечивает меньшую вероятность возникновения битовой ошибки, чем приемник с двоичным квантованием.

На кривой (рис. 8) каждая точка соответствует тем значениям вероятности возникновения помехи и отношения сигнал/помеха, при которых корреляционный приемник и приемник с двоич-

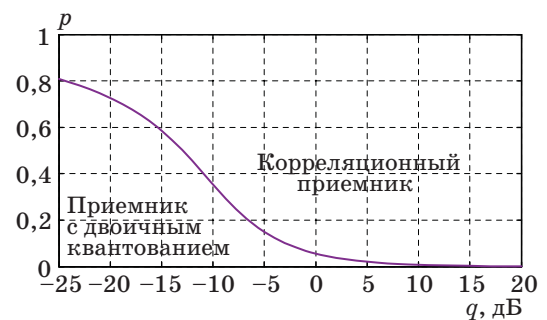


Рис. 8. Области эффективного применения двух алгоритмов приема

ным квантованием обеспечивают равные вероятности ошибки на бит ($P_e^{д.к} = P_e^{корр}$). Таким образом, область над кривой соответствует тем значениям p и q , при которых корреляционный прием обеспечивает меньшую вероятность возникновения битовой ошибки, чем приемник с двоичным квантованием, а область под кривой соответствует тем значениям p и q , при которых приемник с двоичным квантованием эффективнее, чем корреляционный.

Заключение

В статье предложена и проанализирована работа СШП-системы передачи данных при воздействии импульсных помех. Были рассмотрены три устройства принятия решения: корреляционный приемник, приемник с двоичным квантованием и приемник по МП. Для каждого из устройств принятия решения было выведено выражение вероятности возникновения битовой ошибки от параметров помехи (вероятность возникновения помехи и отношение сигнал/помеха). Стоит отметить, что выражение, полученное для приемника по МП, можно использовать для определения нижней границы вероятности битовой ошибки для практически реализуемых приемников.

Результаты проведенного сравнительного анализа трех приемников позволяют сделать следующий основной вывод: приемник с двоичным квантованием является эффективным в области низких значений отношения сигнал/помеха при большой скважности помеховых импульсов. Рекомендуемой областью применения корреляционного приемника являются высокие значения отношения сигнал/помеха при их малой скважности.

Представляет интерес дальнейший анализ работы системы для более сложных моделей помехи. В частности, для случая, когда уровнем тепловых шумов уже нельзя пренебречь, и случая, когда значения отклика импульсной помехи в соседних полуслотах являются зависимыми случайными величинами. Также представляет интерес рассмотрение методов повышения эффективности работы системы при наличии перекрестных помех [17].

Литература

1. Радзиевский В. Г., Трифонов П. А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. — М.: Радиотехника, 2009. — 290 с.
2. Wintzell O., Zigangirov D. K., Zigangirov K. S. On the Capacity of a Pulse Position Hopped CDMA System // IEEE Transactions on Information Theory. Sept. 2001. Vol. 47. N 6. P. 2630–2644. doi:10.1109/18.945282
3. Zigangirov K. Sh. Theory of Code Division Multiple Access Communication. — Wiley-IEEE Press, 2004. — 416 p.
4. Telatar I. E., Tse D. N. C. Capacity and Mutual Information of Wideband Multipath Fading Channels // IEEE Transactions on Information Theory. July 2000. Vol. 46. N 4. P. 1386–1400. doi:10.1109/18.850678
5. Bakin E. A., Gurnov K. B., Evseev G. S. Crosstalk-Steady Receivers for Small-Scale WCAN Networks // Wired/Wireless Internet Communication: Proc. 11th Intern. Conf., WWIC 2013, Saint-Petersburg, Russia, June 2013. P. 262–275. doi:10.1007/978-3-642-38401-1_21
6. Richard Poisel. Modern Communications Jamming Principles and Techniques. — Boston, MA: House Publishers, 2011. — 870 p.
7. Sklar Bernard. Digital Communications: Fundamentals and Applications. — Prentice-Hall PTR, 2001. — 1079 p.
8. Шувалов В. П., Захарченко Н. В., Шварцман В. О. Передача дискретных сообщений. — М.: Радио и связь, 1990. — 464 с.
9. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. — М.: Наука, 1969. — 576 с.
10. Saha P. K., Sasaki N., Kikkawa T. A CMOS UWB Transmitter for Intra/Inter-chip Wireless Communication // Proc. of IEEE 18th Intern. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications. 30 August–2 September 2004. P. 962–966. doi:10.1109/ISSSTA.2004.1371844
11. Norimatsu T., et al. A UWB-IR Transmitter with Digitally Controlled Pulse Generator // IEEE Journal of Solid-State Circuits. June 2007. Vol. 42. N 6. P. 1300–1309. doi:10.1109/JSSC.2007.897137
12. Tao Yuan, et al. An Integrated CMOS Low-power UWB Transmitter // Microwave and Optical Technology Letters. June 2009. Vol. 51. N 6. P. 1431–1436. doi:10.1002/mop.24376
13. Лагутин М. Б. Наглядная математическая статистика. — М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009. — 472 с.
14. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. — М.: Сов. радио, 1970. — 728 с.
15. Bo Nu, Beaulieu N. C. Accurate Evaluation of Multiple-Access Performance in TH-PPM and TH-BPSK UWB Systems // IEEE Transactions on Communications. Oct. 2004. Vol. 52. N 10. P. 1758–1766. doi:10.1109/TCOMM.2004.836424
16. Harry L. Van Trees, Kristine L. Bell, Zhi Tian. Detection Estimation and Modulation Theory. Part 1: Detection, Estimation, and Filtering Theory. — John Wiley & Sons, 2013. — 1776 p.
17. Гранкин М. А., Пустовалов Е. В., Тюрликов А. М. Анализ процедуры погашения интерференции в OFDM-системе со случайным множественным доступом // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. № 8. С. 35–41.

UDC 621.391

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.100

Evaluation of PPM IR-UWB Resistance to Impulse Interference at High Signal-to-Noise Ratio

Bakin E. A.^a, PhD, Tech., Associate Professor, jenyb@mail.ru

Apanasenko N. V.^a, Master Student, nikolaiapanasenko@mail.ru

^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaia St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: State-of-the-art algorithms of ultra-wideband signals processing usually do not take into account the presence of impulse noise in the channel. This leads to the loss of their working capacity, which significantly limits the scope of application of ultra-wideband

data transmission systems in industrial environment. The purpose of this work is developing and analyzing efficient algorithms of ultra-wideband signal reception at the presence of impulse noise, in order to compensate this disadvantage. **Results:** We proposed an impulse noise model with a specially developed optimal scheme of making decisions about the transmitted message. Despite the fact that implementing this scheme is challenging, its analysis helped to define the lower bound for the probability of a bit error. A comparative analysis was performed for the optimal algorithm and the algorithms most frequently used in the modern transceivers of ultra-wideband data transmission systems (a correlation receiver and a receiver with binary quantization). The results of the comparison helped to form a list of recommendations concerning the application areas of the considered algorithms. For example, a receiver with binary quantization is effective when the signal/interference ratio is low and the interference pulses have a high duty cycle. A correlation receiver should be used when the signal/interference ratio is high and the duty cycle is low. **Practical relevance:** The results of this research can be used by developers of wireless solutions for the collection and processing of data, when they plan to use ultra-wideband data transmission systems under high-level industrial noise.

Keywords — Probability of Error, Impulse Noise, Pulse-Position Modulation, Time-Hopping Spread-Spectrum, Ultra-Wideband Communications.

References

1. Radzievskii V. G., Trifonov P. A. *Obrabotka sverkhshirokopolosnykh signalov i pomekh* [Processing of Ultra-Wideband Signals and Interference]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2009. 290 p. (In Russian).
2. Wintzell O., Zigangirov D. K., Zigangirov K. S. On the Capacity of a Pulse Position Hopped CDMA System. *IEEE Transactions on Information Theory*, September 2001, no. 6(47), pp. 2630–2644. doi:10.1109/18.945282
3. Zigangirov K. Sh. *Theory of Code Division Multiple Access Communication*. IEEE Press, 2004. 416 p.
4. Telatar I. E., Tse D. N. C. Capacity and Mutual Information of Wideband Multipath Fading Channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, July 2000, no. 4(46), pp. 1386–1400. doi:10.1109/18.850678
5. Bakin E. A., Gurnov K. B., Evseev G. S. Crosstalk-Steady Receivers for Small-Scale WCAN Networks. *Wired/Wireless Internet Communication. Proc. 11th Intern. Conf., WWIC 2013*, Saint-Petersburg, Russia, June 2013, pp. 262–275. doi:10.1007/978-3-642-38401-1_21
6. Richard Poisel. *Modern Communications Jamming Principles and Techniques*. Boston, MA, House Publishers, 2011. 870 p.
7. Sklar Bernard. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall PTR, 2001. 1079 p.
8. Shuvalov V. P., Zakharchenko N. V., Shvartsman V. O. *Peredacha diskretnykh soobshchenii* [Transmission of Discrete Messages]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1990. 464 p. (In Russian).
9. Venttsel' E. S. *Teoriia veroiatnostei* [Probability Theory]. Moscow, Nauka Publ., 1969. 576 p. (In Russian).
10. Saha P. K., Sasaki N., Kikkawa T. A CMOS UWB Transmitter for Intra/Inter-chip Wireless Communication. *Proc. of IEEE 18th Intern. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*. 30 August–2 September 2004, pp. 962–966. doi:10.1109/ISSSTA.2004.1371844
11. Norimatsu T., Fujiwara R., Kokubo M., Miyazaki M., Maeki A., Ogata Y., Kobayashi S., Koshizuka N., Sakamura K. A UWB-IR Transmitter with Digitally Controlled Pulse Generator. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, June 2007, no. 6(42), pp. 1300–1303. doi:10.1109/JSSC.2007.897137
12. Tao Yuan, Gui-Duo Lim, Yuanjin Zheng, Le-Wei Li, Mook-Seng Leong. An Integrated CMOS Low-power UWB Transmitter. *Microwave and Optical Technology Letters*, June 2009, no. 6(51), pp. 1431–1436. doi:10.1002/mop.24376
13. Lagutin M. B. *Nagliadnaia matematicheskaya statistika* [Illustrative Mathematical Statistics]. Moscow, BINOM. Laboratoriya znaniy Publ., 2011. 472 p. (In Russian).
14. Fink L. M. *Teoriia peredachi diskretnykh soobshchenii* [Theory of Discrete Messages Transmission]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1970. 728 p. (In Russian).
15. Bo Nu, Beaulieu N. C. Accurate Evaluation of Multiple-Access Performance in TH-PPM and TH-BPSK UWB Systems. *IEEE Transactions on Communications*, October 2004, no. 10(52), pp. 1758–1766. doi:10.1109/TCOMM.2004.836424
16. Harry L. Van Trees, Kristine L. Bell, Zhi Tian. *Detection, Estimation and Modulation Theory. Part I: Detection, Estimation, and Filtering Theory*. John Wiley & Sons, Inc., 2013. 1176 p.
17. Grankin M. A., Pustovalov E. V., Turlikov A. M. Analysis of Interference Cancellation Procedure on OFDM Systems with Random Multiple Access. *Izvestiya vuzov. Priborostroyeniye*, 2013, no. 8(56), pp. 35–41 (In Russian).

ОСОБЕННОСТИ МЕТОДИКИ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПЕРЕОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ «ПОСТОРОННЕЙ» РЛС ДЛЯ СКРЫТНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ КОРАБЛЕЙ И ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Ю. П. Мельников^а, доктор техн. наук, профессор, ведущий научный сотрудник

^а1-е Научно-исследовательское управление Научно-исследовательского центра ЦНИИ ВВС Министерства обороны России, Санкт-Петербург, РФ

Постановка проблемы: при обнаружении групповых надводных и воздушных целей, прикрытых действующими в составе групп постановщиками активных помех, определение координат целей с помощью бортовых активных радиолокационных станций РЛС имеет недостаточную эффективность. Одним из путей решения задачи в этих условиях является использование в бортовых системах радиотехнического наблюдения отраженных сигналов РЛС противника, работающих в районе конфликта, в качестве источника электромагнитной энергии, подсвечивающей при своей работе в штатном режиме соседние цели. **Цель исследования:** количественное определение условий применения в пассивных бортовых системах радиотехнического наблюдения переотраженных сигналов конкретных типов РЛС корабельного и авиационного базирования, при которых обеспечивается определение координат целей, составляющих группу. **Методы:** получение соотношений, связывающих дальности между конфликтующими объектами с погрешностями определения координат целей, техническими характеристиками излучателей, эффективных поверхностей рассеивания целей и приемным потенциалом бортовой системы радиотехнического наблюдения. **Результаты:** построены семейства кривых для оперативной оценки возможностей применения в станциях радиотехнического наблюдения режима приема переотраженных сигналов, когда в условиях интенсивного применения противником средств радиоэлектронного подавления, при котором определение координат объектов затруднительно или вообще невыполнимо, возможно при использовании «посторонних» РЛС скрытное определение дальностей до них с требуемой точностью в достаточно широком диапазоне условий. Выбор условий включает, прежде всего, определение приоритетного ряда подсвечивающих РЛС по параметрам обнаружения объектов, критерием выбора является максимум произведения дальностей R_d (от наблюдателя до РЛС «подсвета» и от наблюдателя до объекта), когда обеспечивается прием сигналов с заданной вероятностью. Вторым условием выбора типа РЛС является вероятность получения информации о координатах объекта с заданной точностью. Приведены соотношения и примеры графиков, с помощью которых определяются величины сомножителей в произведении R_d .

Ключевые слова — скрытное радиоэлектронное наблюдение, эффективность, определение координат объектов, переотраженные сигналы.

Введение

Использование для определения координат неизлучающих объектов радиолокационных систем, в которых передатчик и приемник не совмещены в пространстве, рассматривается в целой отрасли техники — разнесенной радиолокации [1]. Однако отличие рассматриваемых ниже способов состоит в том, что в разнесенной радиолокации передающий и приемный пункты составляют единую, связанную систему, в то время как для систем скрытного определения координат объектов точное расположение подсвечивающей, в том числе так называемой «посторонней» радиолокационной станцией (РЛС), как правило, не известно, равно как и ее технические характеристики. Важным отличием является также необходимость приема сигналов от РЛС как по главному, так и по боковому излучению ее антенны.

Возможность применения в радиоэлектронной аппаратуре скрытного радиоэлектронного наблюдения различного рода дополнительных измерений сигналов, пришедших на вход приемника разными путями, для определения коор-

динат излучателей рассматривалась в ряде работ ([2–4, 7, 8] и др.), в более ранних (1978–1980 гг.) журнальных статьях автора, а также в патентах, например, [5].

В частности, статьи [2, 3] посвящены вопросам определения координат летательных аппаратов (ЛА) по переотраженным сигналам: в статье [2] и других того же автора, — их высотометров; а в статье [3] — сигналов «посторонней» РЛС — авиационной станции радиолокационного дозора типа AWACS. В работах [7] и [8] наравне с другими рассмотрены методы оценки погрешностей определения координат групповой цели, составленной из нескольких отражающих (например, надводных или воздушных) объектов, оснащенных РЛС кругового обзора. При этом задача решается в интересах авиации, флота или ПВО.

В названных статьях не приводятся соотношения для погрешностей местоопределения и не рассматриваются численные примеры, определяющие условия применения переотраженных сигналов при скрытном наблюдении за надводными и воздушными целями на море. Предлагаемая статья посвящена упомянутым задачам.

Основные соотношения при использовании переотраженных сигналов при скрытном определении координат объектов

Схема взаимного расположения объектов при решении задачи радиотехнической разведки [8, 9] представлена на рис. 1. В точке И расположена РЛС кругового обзора; в точке О — точечный отражающий объект; в точке Р — пассивный приемник сигналов; расстояние от РЛС до точечного объекта $ИО = d$; расстояние от приемника до РЛС и от приемника до отражающего объекта соответственно $РИ = R$ и $РО = D$; угол между направлениями от приемника на РЛС и отражающему объекту $ИРО = \beta$; угол между направлениями от РЛС к приемнику и отражающему объекту $РИО = \psi$. При достаточно большом удалении приемного пункта от РЛС, т. е. при $РИ \gg ИО$, можно полагать, что $ИР \approx ИВ$ и $РО \approx ВО$ (например, при $РИ = 110$ км и $ИО = 10$ км последнее равенство выполняется с погрешностью 0,34 %). В этих условиях справедливо приближенное равенство

$$\Delta \approx (ИО + ОР) - ИР = d(1 - \cos\psi), \quad (1)$$

где Δ — разность хода прямого и отраженного от объекта, расположенного в точке О, сигнала.

Предполагается, что в станции радиотехнического наблюдения измеряются параметры Δ , β и ψ , при этом угол ψ вычисляется по соотношению

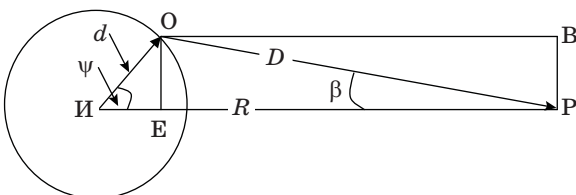
$$\psi = \frac{2\pi \Delta t}{T}, \quad (2)$$

где Δt — время задержки между моментом облучения самолета-разведчика главным лучом и моментом появления отраженных сигналов; T — период сканирования РЛС подсвета.

Для оценки погрешностей измерения дальности до самой РЛС в работе [8] рассмотрена система уравнений, вытекающая из рис. 1:

$$\left. \begin{aligned} d + D &= R + \Delta; \\ D / \sin \psi &= d / \sin \beta; \\ d^2 &= R^2 + D^2 - 2RD \cos \beta, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

которая может быть составлена для всех объектов, находящихся в зоне видимости РЛС (точка И, см. рис. 1).



■ Рис. 1. Взаимное расположение излучателя (И), отражателя (О) и разведчика (Р)

Решение системы дает

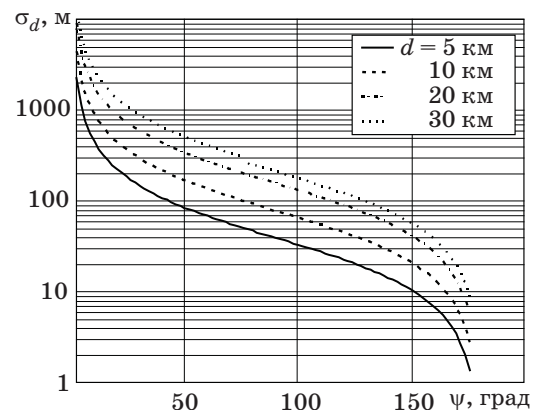
$$R_1 = \frac{\Delta \sin(\psi + \beta)}{\sin \psi + \sin \beta - \sin(\psi + \beta)}; \quad (4)$$

$$D_1 = \frac{\Delta \sin \psi}{\sin \psi + \sin \beta - \sin(\psi + \beta)}; \quad (5)$$

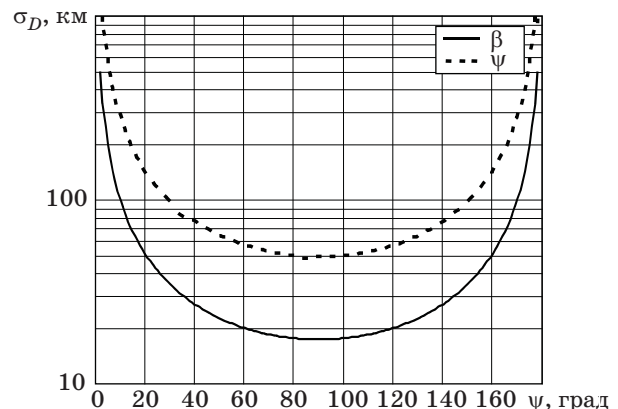
$$d_1 = \frac{\Delta \sin \beta}{\sin \psi + \sin \beta - \sin(\psi + \beta)}. \quad (6)$$

Здесь индекс «1» означает первый вариант определения дальности, соответствующий измерению двух параметров — β и Δ .

В работе [8] получены соотношения для оценки погрешностей определения дальностей между объектами d , а также расстояний R, D между ЛА-разведчиком, источником сигналов и отражателями для различных способов местоопределения. Два семейства зависимостей представлены на рис. 2 и 3.



■ Рис. 2. Погрешности определения дальностей d между объектами в зависимости от угла ψ и дальности между ними



■ Рис. 3. Погрешности определения дальности от приемного пункта до объектов в зависимости от угла ψ для разных сочетаний измеряемых углов

Результаты расчета (см. рис. 2) получены по следующим исходным данным: $D = 400$ км, $\sigma_{\Delta} = 30$ м, $\sigma_{\psi} = 0,5^{\circ}$, $E_{\text{с.отр}}/N_0 = 2$, $\theta_0 = 1,5^{\circ}$ и $d = 5, 10, 20, 30$ км.

Из графиков следует, что в большинстве случаев ($\approx 90\%$) погрешность измерения взаимного положения объектов не превышает 1 км, а в половине случаев — 200 м.

На следующем рисунке (см. рис. 3) показаны зависимости погрешностей определения дальности D от ЛА-разведчика до отражающего объекта (точка О, см. рис. 1). Кривые рассчитывались по формулам [8] для разных способов местоопределения при $D = 400$ км, $d = 20$ км, $\sigma_{\psi} = 5 \cdot 10^{-3}$, $\sigma_{\beta} = 10^{-3}$, $\sigma_{\Delta} = 30$ м. Погрешности измерения угла β приняты существенно меньшими, чем погрешности угла ψ , из-за значительно меньшего влияния на процесс измерения угла β нестабильностей положений элементов антенны, нестабильностей фазовых трактов и др.

Из графиков, в частности, следует, что для принятых исходных данных относительная погрешность измерения дальности D не более 10 % до одного из двух объектов, находящихся в зоне взаимной радиолокационной видимости, обеспечивается в 85 % случаях при измерении параметров Δ , ψ , β и при одной работающей РЛС. Та же погрешность имеет место при измерении Δ_1 , Δ_2 и β при двух работающих РЛС. Измерение параметров Δ_1 , Δ_2 и ψ обеспечивает 10 % погрешности в 60 % случаях взаимного положения объектов.

Приведенные оценки разрешают полагать, что использование в станциях, размещенных на ЛА, скрытного наблюдения позволит получать достаточно высокие для пассивных средств точности в условиях интенсивного применения средств радиоэлектронной борьбы, когда в бортовой РЛС ЛА канал дальности может быть забит помехами. Однако для реализации этих возможностей необходимо соблюдение по крайней мере двух условий: наличия в зоне наблюдения хотя бы одной работающей на излучение достаточно мощной

РЛС, например кругового обзора, и способности станции скрытного наблюдения принимать и анализировать сигналы этих РЛС подсвета.

Основные характеристики авиационных и корабельных РЛС, которые могут быть использованы в качестве «подсвечивающих»

В составленной по данным работ [9] и др. табл. 1 приводятся основные характеристики четырех обобщенных типов авиационных и корабельных РЛС, излучение которых может быть использовано в качестве «подсвечивающего» при решении задачи скрытного наблюдения при действиях на море. Основными качествами, которые необходимо учитывать при выборе РЛС подсвета, являются:

- высокий энергетический потенциал;
- широкая зона обзора;
- непрерывная (или с минимальными паузами) работа на излучение;
- возможность приема бокового излучения и др.

Энергетические ограничения

В качестве объекта наблюдения может быть ЛА или боевой корабль, на которых отсутствуют работающие на радиоизлучение РЛС. Станция скрытного наблюдения принимает сигналы в широком секторе обзора (в идеале, в круговую) как по главному направлению излучения РЛС (точка И, см. рис. 1), так и по боковому, измеряет угол β между направлениями прихода прямого (излучаемого по боковым лепесткам антенны РЛС) и отраженного сигнала, а также разность времени Δ_t между приходом этих сигналов. Рассмотрим энергетические соотношения при наблюдении за неизлучающими объектами с использованием сигнала подсвета от одной из типовых РЛС (см. табл. 1). Оценку необходимого приемного потенциала станции радиотехнического наблюдения необходимо выполнить для двух приемных ка-

■ Таблица 1. Основные характеристики РЛС, используемых для подсвета целей

№ типовой РЛС	Носитель	Диапазон частот, ГГц	Импульсная мощность, кВт	Ширина диаграммы направленности по азимуту, град	Коэффициент усиления антенны, дБ	Уровень боковых лепестков, дБ	Период сканирования антенны, с
1	Корабль	~ 3	1000	1	30*	-25*	10*
2		~3	4000	1	ФАР, 38*	-25*	Переменный
3	Самолет радиолокационного дозора	~0,43	1000	7	25	-20*	12
4		~3,3	900	1	37,4	-50*	10

* Получено приближенно на основании данных о габаритах антенн, учета влияния факторов их размещения на носителях и общих положений, касающихся фазированных антенных решеток (ФАР), и приведенных в работе [6].

налов: канала приема сигналов подсвечивающей РЛС, отраженных от неизлучающего объекта, и канала приема прямых сигналов этой же РЛС, излучаемых по боковому направлению в сторону ЛА-разведчика. Прием этих сигналов, используемых в качестве опорных в разнесенном способе местоопределения, необходим для измерения основного параметра способа — разности хода сигналов Δ , прошедших разными путями [8].

При радиолокации с вынесенной точкой приема [1] требуемый для приема отраженных сигналов потенциал станции радиотехнического наблюдения определяется как

$$\frac{G_2}{P_2} = \frac{(4\pi)^3 d^2 R^2 (c/\text{ш})_{\text{потр}}}{P_1 G_1 \lambda^2 \sigma \eta_1 \eta_2}, \quad (7)$$

где G_2 — коэффициент усиления антенны станции наблюдения; P_2 — чувствительность приемника при отношении «с/ш» = 1; d — дальность от разведываемого объекта до ЛА-разведчика; R — дальность от РЛС подсвета до ЛА-разведчика; $(c/\text{ш})_{\text{потр}}$ — потребное для станции наблюдения отношение сигнал/шум на его входе; $P_1 G_1$ — энергетический потенциал РЛС подсвета; λ — длина волны; σ — эффективная поверхность рассеяния разведываемого объекта с учетом различия в направлениях облучения и приема; η_1, η_2 — коэффициенты ослабления в антенно-фидерных трактах.

Подстановка в соотношение (1) технических характеристик РЛС третьего типа (см. табл. 1) дает при $\eta_1 \eta_2 = 0,5$; $(c/\text{ш})_{\text{потр}} = 5$; $G_2/P_2 = 10^{13}$ 1/Вт и $\sigma = 10$ м² (например, палубный вертолет) значение $Rd = 885$ км². Последнее означает, что в пределах величин Rd , не превышающих 885 км², отраженный от цели сигнал подсвечивающей РЛС будет обнаруживаться приемником наблюдения, размещенным в точке Р (см. рис. 1).

Значения произведения для других типовых РЛС, помещенных в табл. 1, приводятся в табл. 2 для двух значений эффективной поверхности рассеяния цели (1 и 10 м²).

Отметим, что доступность переотраженных сигналов вычислялась при достаточно высоком приемном потенциале, равном 10¹³ Вт, что пред-

полагает, например, наличие в станции наблюдения приемника с чувствительностью порядка –110 дБ/Вт [9] и специальной антенны с усилением 10–20 дБ.

Для оценки возможностей канала приема прямых сигналов РЛС подсвета, излучаемых по боковому направлению в сторону самолета-разведчика, предполагалась чувствительность, равная традиционной [9] (порядка –70 дБ/Вт). Дальность обнаружения при этом рассчитывалась по известному соотношению

$$D = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_1 \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot v}{P_2}}, \quad (8)$$

где v — коэффициент ослабления бокового излучения (предпоследний столбец табл. 1). Результаты расчетов для четырех типов РЛС подсвета приведены в последнем столбце табл. 2.

Рассмотрение характеристик энергетической доступности, приведенных в табл. 2, свидетельствует, что наибольшие ограничения по дальностям создает недостаток энергетики при обнаружении переотраженных сигналов от воздушных целей, имеющих сравнительно небольшие эффективные поверхности рассеяния.

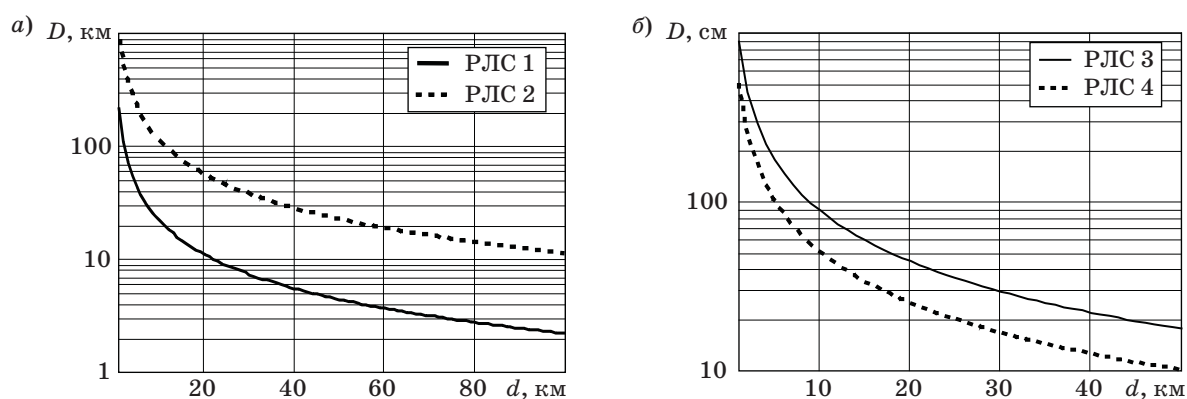
Эти ограничения должны учитываться при планировании вариантов решения задач разведки надводных и воздушных объектов на море. На рис. 4, а, б представлены графические построения, которые могут служить исходным материалом для такого планирования.

Расчеты проведены на основании данных табл. 2 для целей с $\sigma = 10$ м² (корабельные вертолеты и самолеты). Из рис. 4, а, в частности, следует, что при использовании в качестве РЛС подсвета станции 1-го типа или другой РЛС кругового обзора с энергетическим потенциалом не менее 90 дБ/Вт воздушные цели в радиусе 1–2 км от авианосца могут быть обнаружены станцией наблюдения самолета-разведчика на дальности не менее 100 км.

Использование в качестве РЛС подсвета многофункциональной корабельной станции 2-го типа позволит в несколько раз увеличить дальности обнаружения воздушных целей при дальности

■ Таблица 2. Дальности доступности отраженных и прямых сигналов обобщенных типов РЛС, используемых для подсвета целей

№ типовой РЛС	Носитель	Rd для $\sigma = 1$ м ² , км ²	Rd для $\sigma = 10$ м ² , км ²	Дальность обнаружения бокового излучения, км
1	Корабль	70	221	45
2		360	1140	25
3	Самолет радиолокационного дозора	280	885	313
4		160	506	7



■ Рис. 4. Дальности энергетической доступности переотраженных сигналов корабельных (а) и авиационных (б) РЛС при обнаружении воздушных целей

до объектов разведки не менее 200 км. В связи с нерегулярностью обзора пространства антенной системой этой РЛС, построенной на ФАР, определение угла ψ по соотношению (2) не может быть использовано, необходим другой комплекс измерений, учитывающий указанное обстоятельство.

Результаты расчетов дальности энергетической доступности для РЛС авиационного базирования приведены на рис. 4, б.

Особенность этого случая применения метода обнаружения воздушных целей, не имеющих на борту собственных источников активного излучения, состоит в том, что дальность до РЛС подсвета D определяется не маршрутом самолета-разведчика, как в случае рис. 4, а, а маршрутом самолетов радиолокационного дозора противника, координаты которых должны быть предварительно определены по известным алгоритмам местоопределения движущихся излучающих воздушных целей [8].

Заключение

Сочетание приема бортовой станцией скрытного радиоэлектронного наблюдения прямых и отраженных от неизлучающих объектов сигналов с измерением разности времени между моментами прихода этих сигналов, а также пеленгов дает возможность, как показано в работе, определить дальность до объектов со сравнительно высокой точностью в достаточно широком диапазоне условий. В статье рассмотрены типовые варианты

высокопотенциальных РЛС кругового обзора корабельного и воздушного базирования, особенности использования их излучений и ограничения, построены семейства кривых для оперативной оценки возможностей применения в станциях радиотехнического наблюдения режима приема переотраженных сигналов, когда в условиях интенсивного применения противником средств радиоэлектронного подавления, при котором определение координат объектов становится затруднительным или вообще невозможным, появляется возможность скрытного определения дальностей до них в достаточно широком диапазоне условий. Выбор условий включает, прежде всего, определение приоритетного ряда подсвечивающих РЛС по параметрам обнаружения объектов, критерием выбора является максимум произведения дальностей Rd (от излучателя до РЛС подсвета и от наблюдателя до объекта), когда обеспечивается прием сигналов с заданной вероятностью. Вторым условием выбора типа РЛС является вероятность получения информации о координатах объекта с заданной точностью. Величины сомножителей в произведении Rd определяются при использовании соотношений и графиков, приведенных в статье. Материал статьи может быть использован при оценке эффективности выполнения задач скрытного радиоэлектронного наблюдения в условиях интенсивного применения средств радиоэлектронной борьбы обеими конфликтующими сторонами.

Литература

1. Аверьянов В. Я. Разнесенные радиолокационные станции и системы. — Минск: Наука и техника, 1978. — 184 с.
2. Ягольников С. В. Разностный метод определения координат ЛА по сигналам их высотомеров одним

бортовым средством разведки // Радиотехника. 1997. № 5. С. 49–52.

3. Гладков В. Е. Обнаружение целей с использованием «постороннего» источника излучения // Радиотехника. 1997. № 9. С. 42–44.
4. Мельников Ю. П. Методы оценки погрешностей пассивного определения координат объ-

ектов при использовании сигналов удаленной обзорной РЛС // Радиотехника. 2000. № 9. С. 27–32.

5. Патент США № 4.176.357 от 27.11.79.

6. Radar Handbook/Editor in Chief Skolnik Merrill I. (Merrill Ivan). Third Edition. — The McGraw-Hill Companies, 2008.

7. Лешко Н. А., Цыбульник А. Н. Радиотехническая разведка и скрытная радиолокация. — Ярославль: ЯГПУ им. К. Д. Ушинского, 2006. — 152 с.

8. Мельников Ю. П. Воздушная радиотехническая разведка (методы оценки эффективности). — М.: Радиотехника, 2005. — 304 с.

9. Перунов Ю. М., Мацукевич В. В., Васильев А. А. Зарубежные радиоэлектронные средства / под ред. Ю. М. Перунова. В 4 кн. Кн. 1: Радиолокационные системы. — 336 с.; Кн. 2: Системы радиоэлектронной борьбы. — 352 с.; Кн. 3: Антенны. — 304 с. — М.: Радиотехника, 2010.

UDC 621.396.969

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.108

Assessing the Efficiency of using Multipath Signals of an «Outside» Radar for Covert Determination of Coordinates of Ships and Aircrafts

Melnikov Y. P.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, Leading Researcher, ypurul@gmail.com

^a1st Research Department of Central Air Force Research Institute, Ministry of Defense, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: When you detect a group of surface and air targets covered by active noise generators operating in groups, the on-board active radars cannot effectively determine the target coordinates. To solve this problem, the on-board electronic surveillance systems can use multipath signals from the adversary's radars working in the conflict area as a source of electromagnetic energy, in its normal mode illuminating the nearby targets. The purpose of this work is to quantitatively define how passive airborne electronic surveillance systems can use multipath signals from particular types of radar on ships and aircrafts, specifying the coordinates of the targets which make up the group. **Methods:** We have to obtain the correlations which would bind the distances between the conflicting objects with the errors in specifying the target coordinates, technical characteristics of radiators, effective surface of target scattering and the input capacity of the on-board electronic surveillance system. **Results:** Families of curves have been built to rapidly assess the possibility for electronic surveillance stations to function in the mode of receiving multipath signals when, under heavy adversary's jamming which makes the specification of the target coordinates difficult or impossible, there are ways to use «outside» covert radars to estimate distances to the targets with the required accuracy in a wide range of conditions. The choice of conditions primarily involves defining the priority number for the illuminating radars by object detection parameters; the choice criterion is the maximum of product Rd (the factors are the distances from the observer to the illumination radar and from the observer to the object) when the signal reception is provided with a given probability. The second condition for choosing the radar type is the possibility to obtain information about the coordinates of the object with the specified accuracy. The values of the factors in the product Rd are determined using the ratios and graphs whose examples are listed in the article.

Keywords — Covert Surveillance Avionics, Efficiency, Object Coordinate Determination, Multipath Signals.

References

1. Aver'ianov V. Ya. *Raznesennye radiolokatsionnye stantsii i sistemy* [Separated Radars and Systems]. Minsk, Nauka i tekhnika Publ., 1978. 184 p. (In Russian).
2. Yagol'nikov S. V. Difference Method for Determining the Coordinates of the Aircraft on the Signals their Altimeters one Airborne Reconnaissance. *Radiotekhnika*, 1997, no. 5, pp. 49–52 (In Russian).
3. Gladkov V. E. Target Detection Using the «Parties» Source. *Radiotekhnika*, 1997, no. 9, pp. 42–44 (In Russian).
4. Melnikov Y. P. Methods of Estimation Errors Passive Positioning of Objects when Using Remote Surveillance Radar Signals. *Radiotekhnika*, 2000, no. 9, pp. 27–32 (In Russian).
5. Patent USA No 4.176.357 from 27.11.79.
6. *Radar Handbook*. Editor in Chief Skolnik Merrill I. (Merrill Ivan). Third Edition. The McGraw-Hill Companies, 2008.

7. Leshko N. A., Cybul'nik A. N. *Radiotekhnicheskaya razvedka i skrytnaya radiolokatsiya* [Electronic Intelligence and Covert Radar]. IaGPU im. K. D. Ushinskogo Publ., 2006. 152 p. (In Russian).
8. Melnikov Y. P. *Vozdushnaya radiotekhnicheskaya razvedka (metody otsenki effektivnosti)* [Air-Electronic Reconnaissance (Methods for Evaluating the Effectiveness of)]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2005. 304 p. (In Russian).
9. Perunov Yu. M., Macukevich V. V., Vasil'ev A. A. *Zarubezhnye radioelektronnye sredstva* [Foreign Radio-Electronic Means]. Ed. Yu. M. Perunov. Vol. 1. *Radiolokatsionnye sistemy* [Radar Systems]. 336 p. Vol. 2. *Sistemy radioelektronnoi bor'by* [Electronic Warfare Systems]. 352 p. Vol. 3. *Antenny* [Antennas]. 304 p. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2010. (In Russian).

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ВЫБОРА В УСЛОВИЯХ ФИЗИЧЕСКОЙ НЕОДНОРОДНОСТИ И ОГРАНИЧЕННОСТИ НАБЛЮДАЕМЫХ ПРИЗНАКОВ

В. Н. Арсеньев^а, доктор техн. наук, профессор

И. А. Трофимов^а, канд. техн. наук, старший преподаватель

^аВоенно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, РФ

Постановка проблемы: разнородность поступающей информации и отсутствие методов комплексирования различной информации при решении задачи выбора требуют разработки методологического аппарата для ее решения. Целью работы является разработка методов решения задачи выбора с учетом разнородности и ограниченности получаемой информации.

Результаты: сформулирована математическая постановка задачи выбора. Задача сведена к проверке многомерной статистической гипотезы о том, что векторы селективных признаков равны эталонным значениям. Для решения этой задачи используется критерий отношения правдоподобия, который является наиболее мощным. Вводится комбинированный показатель близости, который является мерой близости всей совокупности различных по физическому смыслу селективных признаков объекта, полученных на основе измерений, к эталонным значениям. Приведена методика решения задачи выбора при достаточно большом объеме информации об объектах. В реальных условиях объем измерительной информации о характеристиках наблюдаемых объектов, как правило, ограничен. При ограниченном объеме измерительной информации распределение Пирсона 3-го типа достаточно хорошо аппроксимирует истинное распределение комбинированного показателя близости. Разработана методика решения задачи выбора при ограниченном объеме информации. **Практическая значимость:** применение разработанных методов позволит повысить достоверность задачи выбора по сравнению с существующими методами.

Ключевые слова — выбор, объект, отношение правдоподобия, признак.

Введение

Задача выбора при наличии разнородной информации об объектах является одной из наименее разработанных в теории и практике принятия решений. К одной из типовых задач многокритериального выбора относится выбор наилучшего объекта. Существует множество подходов к ее решению [1–6].

Разнородность поступающей информации при решении задачи выбора ставит проблему нахождения весовых коэффициентов, учитывающих «качество» информации. В ряде подходов требуется достаточно большой объем информации. В настоящей работе предлагается метод решения задачи выбора с учетом разнородности и ограниченности получаемой информации.

Постановка задачи

Задача выбора состоит в выборе из множества наблюдаемых объектов одного целевого объекта. Для ее решения наблюдателем производятся измерения различных физических величин, характеризующих объекты (в некоторых случаях информация о характеристиках объектов наблюдения может поступать на борт извне).

Объединим все измеряемые величины в соответствии с их физическим смыслом в r различных групп и представим каждую группу в виде вектора

$$\mathbf{X}_i^m = [X_{i1} \ X_{i2} \ \dots \ X_{im_i}], \quad (1)$$

где m_i — число величин, входящих в i -ю группу, $i \in \overline{1, r}$. Первая группа может характеризовать, например, баллистические признаки объекта, вторая — геометрические и т. д. Тогда множество всех измеряемых величин можно представить в виде одного составного вектора

$$\mathbf{X}^m = [\mathbf{X}_1^m \ \mathbf{X}_2^m \ \dots \ \mathbf{X}_r^m]. \quad (2)$$

Очевидно, что в общем случае векторы $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_r$ являются случайными и коррелированными. При нормальном законе распределения измеряемых величин X_{ij} , $j \in \overline{1, m_i}$, $i \in \overline{1, r}$, путем ортогонального преобразования можно привести их к системе некоррелированных, а значит и независимых величин.

Будем полагать, что измеряемые величины независимы друг от друга, а функция плотности распределения величин, входящих в i -ю группу, имеет вид $\varphi_i(\mathbf{X}_i; \Theta_i)$, $i \in \overline{1, r}$. Через Θ_i обозначен вектор селективных признаков, характеризующий i -ю группу измеряемых величин. Размерность n_i вектора Θ_i в общем случае может отличаться от размерности m_i вектора $\mathbf{X}_i$. В качестве вектора селективных признаков обычно используются параметры закона распределения соответствующего вектора измеряемых величин или некоторые функции от этих параметров.

Допустим, что за достаточно короткий промежуток времени были произведены измерения всех физических величин, характеризующих объект.

Причем число измерений величин 1-й группы составило N_1 , 2-й группы — N_2 и т. д., r -й группы — N_r . Кроме того, будем полагать, что имеются эталонные значения селективных признаков $\Theta_{\alpha i}, i \in \overline{1, r}$.

Тогда задача выбора может быть сведена к проверке многомерной статистической гипотезы H_0 о том, что векторы признаков равны эталонным значениям, т. е.

$$H_0: \Theta_i = \Theta_{\alpha i}, i \in \overline{1, r}. \quad (3)$$

Существует несколько способов выбора альтернатив в условиях нескольких критериев: сведение многокритериальной задачи к однокритериальной, условная максимизация, нахождения множества Парето и др.

Решение задачи

Среди множества подходов к решению этой задачи следует выделить критерий отношения правдоподобия, который является наиболее мощным.

Для использования этого критерия составим функцию правдоподобия

$$L(\Theta_1, \Theta_2, \dots, \Theta_r) = \prod_{j=1}^{N_1} \phi_1(X_{1j}; \Theta_1) \times \prod_{j=1}^{N_2} \phi_2(X_{2j}; \Theta_2) \dots \prod_{j=1}^{N_r} \phi_r(X_{rj}; \Theta_r) \quad (4)$$

и на ее основе отношение правдоподобия для проверки гипотезы H_0

$$\begin{aligned} v &= \frac{L(\Theta_{\alpha 1}, \Theta_{\alpha 2}, \dots, \Theta_{\alpha r})}{L(\tilde{\Theta}_1, \tilde{\Theta}_2, \dots, \tilde{\Theta}_r)} = \\ &= \frac{\prod_{j=1}^{N_1} \phi_1(X_{1j}; \Theta_{\alpha 1}) \cdot \prod_{j=1}^{N_2} \phi_2(X_{2j}; \Theta_{\alpha 2}) \dots \prod_{j=1}^{N_r} \phi_r(X_{rj}; \Theta_{\alpha r})}{\prod_{j=1}^{N_1} \phi_1(X_{1j}; \tilde{\Theta}_1) \cdot \prod_{j=1}^{N_2} \phi_2(X_{2j}; \tilde{\Theta}_2) \dots \prod_{j=1}^{N_r} \phi_r(X_{rj}; \tilde{\Theta}_r)} = \\ &= \prod_{j=1}^{N_1} \frac{\phi_1(X_{1j}; \Theta_{\alpha 1})}{\phi_1(X_{1j}; \tilde{\Theta}_1)} \times \\ &\times \prod_{j=1}^{N_2} \frac{\phi_2(X_{2j}; \Theta_{\alpha 2})}{\phi_2(X_{2j}; \tilde{\Theta}_2)} \dots \prod_{j=1}^{N_r} \frac{\phi_r(X_{rj}; \Theta_{\alpha r})}{\phi_r(X_{rj}; \tilde{\Theta}_r)} = \\ &= v_1 \cdot v_2 \cdot \dots \cdot v_r, \end{aligned} \quad (5)$$

где $\tilde{\Theta}_i$ — оценка максимального правдоподобия вектора селективных признаков Θ_i , полученная по

выборке $X_{i1}, X_{i2}, \dots, X_{iN_i}$; $v_i = \prod_{j=1}^{N_i} \frac{\phi_i(X_{ij}; \Theta_{\alpha i})}{\phi_i(X_{ij}; \tilde{\Theta}_i)}$ — отношение правдоподобия для проверки гипотезы $\Theta_i = \Theta_{\alpha i}; i \in \overline{1, r}$.

Отношение правдоподобия v является мерой близости селективных признаков, полученных на основе измерений, к их эталонным значениям.

Поскольку векторы измеряемых величин $X_1, X_2, \dots, X_r$ взаимно независимы, то и величины $v_1, v_2, \dots, v_r$ также взаимно независимы как функции независимых величин. Действительно, из выражения (5) видно, что v_i является функцией измеренных значений $X_{i1}, X_{i2}, \dots, X_{iN_i}$ только вектора X_i и не зависит от измерений остальных векторов.

Рассмотрим величину

$$z = -2 \ln v = \sum_{i=1}^r (-2 \ln v_i) = \sum_{i=1}^r z_i, \quad (6)$$

которую в дальнейшем будем называть *комбинированным показателем близости*, поскольку она так же, как и v , является мерой близости всей совокупности различных по физическому смыслу признаков объекта, полученных на основе измерений, к эталонным значениям. Очевидно, что составляющие ее величины $z_i = -2 \ln v_i, i \in \overline{1, r}$ являются независимыми, и каждая из них характеризует близость селективных признаков i -й группы к соответствующим эталонным значениям.

Допустим, что все функции $\phi_i(X_i; \Theta_i)$ являются регулярными в смысле первой и второй производных по вектору Θ_i в области его возможных значений, $i \in \overline{1, r}$. Тогда при достаточно больших объемах измерений, которые определяются величинами $N_1, N_2, \dots, N_r$, распределение z_1 стремится к χ^2 -распределению с n_1 степенями свободы, z_2 — к χ^2 -распределению с n_2 степенями свободы и т. д., z_r — к χ^2 -распределению с n_r степенями свободы. Поскольку распределение χ^2 является устойчивым, то величина z , определяемая по формуле (6), также в пределе будет иметь χ^2 -распределение с $n = \sum_{i=1}^r n_i$ степенями свободы.

Выберем такую достаточно малую вероятность γ (вероятность ошибки первого рода — уровень значимости), чтобы событие с этой вероятностью можно было считать практически невозможным, и определим критическое значение z_γ величины z из выражения

$$\gamma = \int_{z_\gamma}^{\infty} \frac{1}{2^{n/2} \Gamma(n/2)} y^{n/2-1} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) dy, \quad (7)$$

где $\Gamma(\cdot)$ — гамма-функция (интеграл Эйлера 2-го рода).

В этом уравнении подынтегральное выражение определяет вероятностный элемент χ^2 -распределения с n степенями свободы. Поэтому значение величины z_γ является 100 γ -процентной точкой χ^2 -распределения с n степенями свободы,

при котором справедливо уравнение (7), т. е. $z_\gamma = \chi_{n,\gamma}^2$. Оно может быть найдено по таблицам χ^2 -распределения [7], входами в которую являются величины γ и n .

Критическая граница для проверки гипотезы H_0 будет определяться по формуле

$$z_\gamma = \chi_{n,\gamma}^2, \quad (8)$$

а критическая область задаваться неравенством

$$z \geq z_\gamma. \quad (9)$$

Если реализация $z^* = -2\ln(v^*)$ комбинированного показателя близости $z = -2\ln(v)$, полученная по результатам измерений векторов признаков $X_1, X_2, \dots, X_r$, характеризующих объект, больше или равна критической границе z_γ , то принимается решение о том, что данный объект не является целевым, поскольку имеет место значимое расхождение между векторами селективных признаков $\Theta_i, i \in \overline{1, r}$ и соответствующими эталонными значениями $\Theta_{\alpha i}, i \in \overline{1, r}$. Вероятность того, что такая ситуация возникнет, когда гипотеза H_0 на самом деле верна, равна γ .

Если же полученная реализация

$$z^* < z_\gamma, \quad (10)$$

то гипотеза H_0 принимается и считается, что анализируемый объект является целью.

Таким образом, при достаточно большом объеме информации об объектах, находящихся в поле зрения наблюдателя, методика решения задачи селекции может быть представлена следующим образом.

Пусть в поле зрения наблюдателя находится s объектов.

1. По результатам измерений для каждого из объектов определяются оценки максимального правдоподобия $\Theta_i, i \in \overline{1, r}$ соответствующих векторов селективных признаков $\Theta_i, i \in \overline{1, r}$.

2. На основе эталонных значений селективных признаков $\Theta_{\alpha i}, i \in \overline{1, r}$ по формулам (5) и (6) рассчитываются комбинированные показатели близости $z_k^* = -2\ln(v_k^*)$, $k \in \overline{1, s}$ для каждого объекта.

3. Для выбранного уровня значимости γ по таблицам χ^2 -распределения определяется критическое значение z_γ .

4. Из s объектов, попавших в поле зрения наблюдателя, отбрасываются те, для которых комбинированный показатель близости больше или равен z_γ .

5. Путем сравнения величин z_k^* для оставшихся объектов находим целевой объект, для которого комбинированный показатель является минимальным.

В реальных условиях объем измерительной информации о характеристиках объектов, как правило, ограничен. Это может быть связано с рядом причин: ограниченным временем, отводимым на решение задачи селекции; большими

расстояниями до наблюдаемых объектов; техническими ограничениями измерителей и т. д. Следствием перечисленных причин является резкое сужение области применения разработанной выше методики для решения задачи выбора, поскольку она предполагает использование асимптотического χ^2 -распределения для комплексного показателя близости (6). При небольших выборках истинное значение критической границы z_γ , используемой для принятия решения, может отличаться от значения, полученного по формуле (8), что снижает вероятность принятия правильного решения о целевом объекте. Поэтому при небольших объемах измерительной информации разработанная методика должна быть скорректирована, главным образом, по п. 3, связанному с определением критической границы z_γ . Уточнить значение критической границы можно путем нахождения более точной аппроксимирующей зависимости для закона распределения комплексного показателя z .

При ограниченном объеме измерительной информации распределение Пирсона 3-го типа достаточно хорошо аппроксимирует истинное распределение меры z [8].

Функция плотности вероятности Пирсона 3-го типа имеет вид

$$\tilde{\phi}_z(z) = \frac{1}{\beta \Gamma(\rho)} \left(\frac{z - \alpha}{\beta} \right)^{\rho-1} \exp \left(-\frac{z - \alpha}{\beta} \right), \quad (11)$$

где $\alpha \leq z < \infty$, $-\infty < \alpha < \infty$, $0 < \rho < \infty$, $0 < \beta < \infty$ — неизвестные параметры распределения, для определения которых может быть использован, например, метод моментов; $\Gamma(\cdot)$ — гамма-функция.

В качестве статистических моментов возьмем семиинварианты величины z , которые в соответствии с распределением (11) определяются по формулам

$$\tilde{\kappa}_1 = \alpha + \rho\beta; \quad \tilde{\kappa}_j = \rho\beta^j \Gamma(j), \quad j \geq 2, \quad (12)$$

где j — порядок семиинварианта [9].

Точные значения κ_j , $j = 1, 2, \dots$ семиинвариантов меры z могут быть найдены по известным функциям распределения $\phi_i(X_i; \Theta_i)$, $i \in \overline{1, r}$.

Согласно формуле (6), комбинированный показатель z близости всех признаков к эталонным значениям является суммой мер z_i , каждая из которых, в свою очередь, характеризует близость признаков i -й группы к соответствующим эталонным значениям. Поскольку величины $z_i, i \in \overline{1, r}$ независимые, то в соответствии со свойствами семиинвариантов [3] получим

$$\kappa_j = \sum_{i=1}^r \kappa_{ji}, \quad j = 1, 2, \dots, \quad (13)$$

где κ_{ji} — семиинвариант j -го порядка величины z_i , $i \in \overline{1, r}$.

Аналитические выражения для определения семиинвариантов z_i при различных законах распределения $\phi_i(\mathbf{X}_i; \Theta_i)$ приведены в работе [8].

Система уравнений для определения параметров распределения (11) имеет вид

$$\alpha + \rho\beta = \kappa_1; \rho\beta^2 = \kappa_2; 2\rho\beta^3 = \kappa_3. \quad (14)$$

Решив систему (14), получим

$$\alpha = \kappa_1 - \frac{2\kappa_2^2}{\kappa_3}; \beta = \frac{\kappa_3}{2\kappa_2}; \rho = -\frac{4\kappa_2^3}{\kappa_3^2}. \quad (15)$$

Полагая, что распределение (11) достаточно хорошо аппроксимирует истинное распределение комбинированного показателя z при небольших объемах измерительной информации, из уравнения

$$\gamma = \int_{z_\gamma}^{\infty} \tilde{\phi}_z(z) dz$$

или

$$\gamma = \int_{z_\gamma}^{\infty} \frac{1}{\beta\Gamma(z)} \left(\frac{z-\alpha}{\beta} \right)^{p-1} \exp\left(-\frac{z-\alpha}{\beta}\right) dz$$

найдем выражение для критической границы

$$z_\gamma = \alpha + \beta\chi_{2\rho,\gamma}^2 / 2. \quad (16)$$

Критическая область для проверки гипотезы H_0 будет задаваться неравенством

$$z_\gamma \geq \alpha + \beta\chi_{2\rho,\gamma}^2 / 2. \quad (17)$$

Методика решения задачи выбора при этом остается без изменения за исключением п. 3, который может быть сформулирован следующим образом: «Для выбранного уровня значимости γ по таблицам χ^2 -распределения определяется ве-

личина $\chi_{2\rho,\gamma}^2$ и на ее основе по формуле (16) — значение критической границы z_γ ». Здесь же необходимо отметить, что при нецелых значениях параметра ρ для определения величины $\chi_{2\rho,\gamma}^2$ используются простейшие интерполяционные формулы [7].

Исследование точности аппроксимации функцией (11) истинного распределения комбинированного показателя близости при различных объемах измерительной информации проведено в работе [8]. Там же приведены практические рекомендации по минимальным объемам измерений, начиная с которых возможно применение данного приближенного метода для решения задачи выбора.

Заключение

Таким образом, задача многокритериального выбора может быть сведена к проверке многомерной статистической гипотезы о том, что векторы селективных признаков равны эталонным значениям. Введение комбинированного показателя близости, который является мерой близости всей совокупности различных по физическому смыслу селективных признаков объекта, полученных на основе измерений, к эталонным значениям, позволяет комплексировать разнородную информацию. Отношения правдоподобия для проверки гипотез, полученные по результатам проведенных измерений признаков, позволяют оценить значимость этих признаков в различных операционных ситуациях. Приоритет вектора признаков тем больше, чем больше величина соответствующего ему отношения правдоподобия или чем меньше величина комбинированного показателя.

Литература

1. Ногин В. Д. Принятие решений в многокритериальной среде: количественный подход. 2-е изд., испр. и доп. — М.: Физматлит, 2004. — 176 с.
2. Айзерман М. А., Алескерев Ф. Т. Выбор вариантов: основы теории. — М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1990. — 240 с.
3. Белкин А. Р., Левин М. Ш. Принятие решений: комбинаторные модели аппроксимации информации. — М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1990. — 160 с.
4. Батищев Д. И., Исаев С. А., Ремер Е. К. Эволюционно-генетический подход к решению задач невыпуклой оптимизации // Оптимизация и моделирование в автоматизированных системах: межвуз. сб. науч. тр. / ВГТУ. Воронеж, 1998. С. 20–28.
5. Денисенко Т. И. Проблемы многокритериальной оптимизации // Международный журнал прикладных и фундаментальных исследований. 2010. № 12. С. 129–130.
6. Ломазов В. А., Прокушев Я. Е. Решение задачи многокритериального выбора на основе метода анализа иерархий // Научные ведомости Белгородского государственного университета. Сер. История. Политология. Экономика. Информатика. 2010. Т. 14. Вып. 7-1(78). С. 128–131.
7. Большев Л. Н., Смирнов Н. В. Таблицы математической статистики. — М.: Наука, 1983. — 416 с.
8. Арсеньев В. Н. Новые методы принятия решений при ограниченных экспериментальных данных. — СПб.: Факультет ДВО, 2008. — 90 с.
9. Пугачев В. С. Теория вероятностей и математическая статистика. — М.: Физматлит, 2002. — 496 с.

UDC 623.4.016

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.114

Solving the Choice Problem in the Conditions of Physical Diversity and Limited Observable Signs

Arseniev V. N.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, vladar56@mail.ruTrofimov I. A.^a, PhD, Tech., Senior Lecturer, ilya_trofimov@inbox.ru^aA. F. Mozhaitskii Military Space Academy, 13, Zhdanovskaia St., 197198, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: The diversity of the input information and lack of methods to amalgamate miscellaneous information for the choice problem solution call for the development of an appropriate technique. The purpose of this work is developing methods to solve the choice problem taking into account the diversity and limited nature of the received information. **Results:** A mathematical definition has been formulated for the choice problem. The task is reduced to checking the multidimensional statistical hypothesis that selective signs vectors are equal to the reference values. To solve this task, the credibility relation criterion is used which is the most powerful one. A combined proximity indicator is introduced which is a measure of proximity to the reference values for all the selective signs of the object received by measurements. A technique for the choice problem solution is discussed for a sufficiently large volume of the information on the objects. In actual practice, the volume of the measuring information on the characteristics of the observed objects is usually limited. In this case, Pearson's distribution of the 3rd type approximates the true distribution of the combined proximity indicator well enough. A technique to solve the choice problem with a limited amount of information is developed. **Practical relevance:** Using the developed methods will help to increase the reliability of the choice problem as compared to the existing methods.

Keywords — Choice, Object, Credibility Relation, Sign.

References

1. Nogin V. D. *Priniatie reshenii v mnogokriterial'noi srede: kolichestvennyi podkhod* [Decision-Making in the Multicriteria Environment: Quantitative Approach]. Moscow, Fizmatlit Publ., 2004. 176 p. (In Russian).
2. Ajzerman M. A., Aleskerov F. T. *Vybor variantov: osnovy teorii* [Choice of Options: Theory Bases]. Moscow, Nauka Publ., 1990. 240 p. (In Russian).
3. Belkin A. R., Levin M. Sh. *Priniatie reshenii: kombinatornye modeli approksimatsii informatsii* [Decision-Making: Combinatory Models of Approximation of Information]. Moscow, Nauka Publ., 1990. 160 p. (In Russian).
4. Batishhev D. I., Isaev S. A., Remer E. K. Evolutionary and Genetic Approach to the Solution of Problems of not Convex Optimization. *Optimizatsiia i modelirovanie v avtomatizirovannykh sistemakh*, 1998, pp. 20–28 (In Russian).
5. Denisenko T. I. Problems of Multicriteria Optimization. *Mezhdunarodnyi zhurnal prikladnykh i fundamental'nykh issledovaniy*, 2010, no. 12, pp. 129–130 (In Russian).
6. Lomazov V. A., Prokushev Ya. E. The Solution of a Problem of an Economic Multicriteria Choice on the Basis of a Method of the Analysis of Hierarchies // *Nauchnye vedomosti Belgorodskogo gosudarstvennogo universiteta. Ser. Istoriia. Politologiya. Ekonomika. Informatika*, 2010, vol. 14, no. 7-1(78), pp. 128–131 (In Russian).
7. Bol'shev L. N., Smirnov N. V. *Tablitsy matematicheskoi statistiki* [Tables of Mathematical Statistics]. Moscow, Nauka Publ., 1983. 416 p. (In Russian).
8. Arseniev V. N. *Novye metody priniatiia reshenii pri ogranichennykh eksperimental'nykh dannykh* [New Methods of Decision-Making at Limited Experimental Data]. Saint-Petersburg, Fakul'tet DVO Publ., 2008. 90 p. (In Russian).
9. Pugachev V. S. *Teoriia veroiatnostei i matematicheskaya statistika* [Probability Theory and Mathematical Statistics]. Moscow, Nauka Publ., 1979. 496 p. (In Russian).

СИНТЕЗ ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕГО ФИЛЬТРА С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

С. И. Зиатдинов^а, доктор техн. наук, профессор

^аСанкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

Цель: разработка высокоточных алгоритмов вычисления производной сигнала для уменьшения ошибок дифференцирования пространственного положения объекта. **Методы:** использование обратного преобразования Фурье применительно к линейной частотной характеристике дифференцирующего фильтра в заданном диапазоне частот. **Результаты:** показано, что известные дифференцирующие устройства, выполненные на базе операционного усилителя с использованием «С-Р»-цепи, а также дискретные алгоритмы дифференцирования, основанные на разложении в степенной ряд частотной передаточной функции идеального дифференциатора, при ограниченном числе членов ряда не обеспечивают линейной частотной характеристики в широком диапазоне частот. Разработан дифференцирующий фильтр для высокоточного вычисления производной сигнала в широком диапазоне частот от нуля до частоты Найквиста. Получена его импульсная характеристика, позволяющая с использованием интеграла Дюамеля сравнительно легко вычислить выходной сигнал дифференцирующего фильтра при заданном входном воздействии.

Ключевые слова — дифференцирование, импульсная характеристика, ошибки дифференцирования.

Введение

Задача дифференцирования сигналов достаточно часто встречается при построении измерителей линейных и угловых скоростей движения разнообразных объектов; при создании корректирующих устройств в системах автоматического управления, системах стабилизации положения космических аппаратов и т. д. Существующие дифференцирующие устройства на базе простейших «С-Р» электрических цепей, а также дифференцирующие фильтры с использованием операционных усилителей [1] и дискретные алгоритмы дифференцирования [2] не обладают достаточной линейностью частотной характеристики в широком диапазоне частот. Представляет интерес разработка высокоточных дифференцирующих устройств, позволяющих минимизировать ошибки при измерении скорости перемещения разнообразных объектов.

Сравнительный анализ существующих алгоритмов дифференцирования

Известно [3], что идеальный дифференцирующий фильтр обладает частотной передаточной функцией (ПФ) вида

$$W_{ид}(j\omega) = j\omega = \omega e^{j\frac{\pi}{2}}. \quad (1)$$

При этом амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики дифференцирующего фильтра определяются соотношениями

$$W_{ид}(\omega) = |\omega| \text{ и } \varphi(\omega)_{ид} = \begin{cases} \frac{\pi}{2}, & \omega > 0; \\ -\frac{\pi}{2}, & \omega < 0. \end{cases}$$

К числу простейших аналоговых непрерывных дифференцирующих фильтров относится «С-Р»-цепочка, включающая конденсатор и резистор. Частотная ПФ такого дифференцирующего фильтра описывается выражением [1]

$$W(j\omega) = \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}, \quad (2)$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени фильтра.

Сопоставляя соотношения (1) и (2), можно заметить, что простейший дифференцирующий фильтр будет обеспечивать относительную линейность АЧХ лишь при $\omega\tau \ll 1$. Данное обстоятельство резко ограничивает дифференцирующие способности простейшего фильтра. При этом существенно уменьшается значение выходного сигнала.

Возможно построение дифференцирующего фильтра с использованием операционного усилителя, у которого во входной цепи установлен конденсатор C , а в цепи обратной связи — резистор R .

Частотная ПФ такого дифференцирующего фильтра выглядит следующим образом [1]:

$$W(j\omega) = -j\omega RC \frac{1}{1 + j\omega \frac{RC}{K}},$$

где K — коэффициент усиления операционного усилителя, который может быть равен нескольким десяткам тысяч. Для идеального операционного усилителя $K = \infty$. Тогда для дифференцирующего фильтра на базе операционного усилителя частотная ПФ принимает вид

$$W(j\omega) = -j\omega RC.$$

На практике такая ПФ реализована быть не может из-за ограничений полосы пропускания

и конечного коэффициента усиления операционного усилителя. Представляет опасность и значительное усиление на достаточно высоких частотах. Это обусловлено тем, что высокочастотные составляющие спектра собственных шумов операционного усилителя после значительного усиления накладываются на полезный продифференцированный сигнал и искажают его.

При использовании ЦВМ для разработки дискретных (или цифровых) алгоритмов дифференцирования воспользуемся оператором задержки на период дискретизации входного сигнала во времени

$$z^{-1} = e^{-j\omega T},$$

где T — период поступления отсчетов (период дискретизации) входного сигнала на дифференцирующий фильтр.

Из данного выражения следует, что $j\omega = \ln z$. Разложение $\ln z$ в степенной ряд дает алгоритм дискретного дифференцирования [2]

$$j\omega = \frac{1}{T} \left[\left(1 - e^{-j\omega T}\right) + \frac{1}{2} \left(1 - e^{-j\omega T}\right)^2 + \frac{1}{3} \left(1 - e^{-j\omega T}\right)^3 + \dots \right] = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\left(1 - e^{-j\omega T}\right)^i}{i}. \quad (3)$$

В практических задачах в выражении (3) можно использовать только ограниченное число членов степенного ряда, что приводит к снижению линейности АЧХ дифференцирующего фильтра.

Так, например, при использовании в алгоритме (3) только первого члена степенного ряда для нормированной частоты дифференцируемого гармонического сигнала $\omega T = \pi$ возникает относительная ошибка дифференцирования, равная 36,3 %. При использовании двух первых членов степенного ряда относительная ошибка дифференцирования составляет 27,4 %.

Следует отметить, что при значительном числе учитываемых в (3) членов степенного ряда

в АЧХ дифференцирующего фильтра появляются в определенной области частот недопустимо большие выбросы, что резко снижает линейность АЧХ.

Алгоритмы высокоточного дифференцирования

С учетом вышерассмотренного возникает задача синтеза дифференцирующего фильтра с линейной АЧХ в заданном диапазоне частот. Пусть верхняя частота дифференцируемого сигнала равняется ω_B . Используя выражение (1) для частотной ПФ идеального дифференцирующего фильтра, найдем импульсную характеристику дифференцирующего фильтра с линейной АЧХ в рассматриваемом диапазоне частот:

$$h(t) = \int_{-\omega_B}^{\omega_B} j\omega e^{j\omega t} d\omega = j \int_{-\omega_B}^{\omega_B} \omega \cos(\omega t) d\omega - \int_{-\omega_B}^{\omega_B} \omega \sin(\omega t) d\omega.$$

Первое слагаемое в данном выражении является нечетной функцией частоты, поэтому оно равно нулю. В результате получим

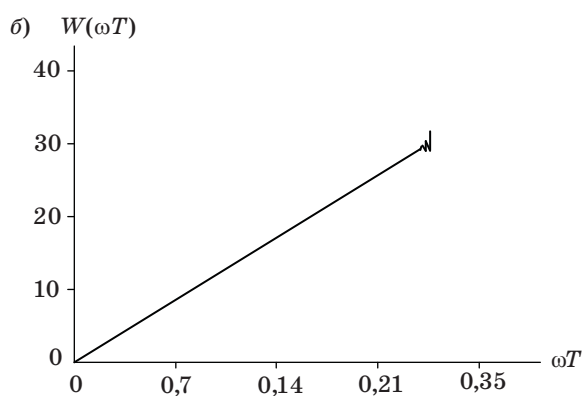
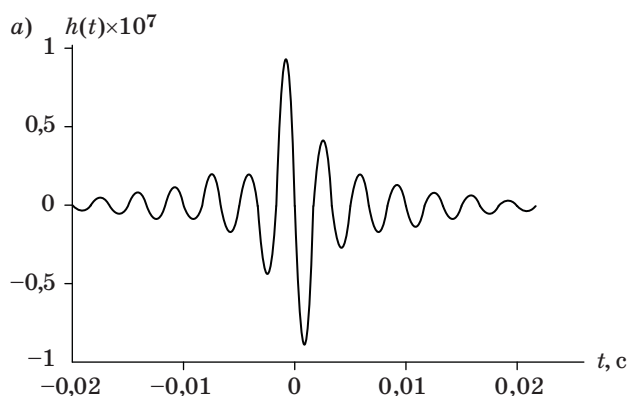
$$h(t) = - \int_{-\omega_B}^{\omega_B} \omega \sin(\omega t) d\omega.$$

Опуская несложные математические выкладки, окончательно запишем

$$h(t) = -\frac{2}{t^2} (\sin \omega_B t - \omega_B t \cos \omega_B t).$$

Импульсная характеристика рассматриваемого дифференцирующего фильтра показана на рисунке, а.

Следует отметить, что синтезированный дифференцирующий фильтр имеет импульсную ха-



■ Импульсная (а) и амплитудно-частотная (б) характеристика дифференцирующего фильтра

рактическую, которая бесконечно длинная как при положительных, так и при отрицательных значениях аргумента. Это так называемые идеальные фильтры, нереализуемые на практике. Этот факт в литературе известен.

Проблема перехода от идеального фильтра к реальному и ее решение обсуждаются в работе [3]. Предлагается в импульсную характеристику $h(t)$ идеального фильтра ввести задержку на величину t_0 . При этом величина импульсной характеристики $h(t - t_0)$ для $t = 0$ должна быть меньше заданной величины, например, $h_i(-t_0)/h_i(0) < 0,01$. Возникающие при этом амплитудные и фазовые искажения являются незначительными.

Вводимая задержка выходного сигнала является абсолютно нормальным явлением для любого реального фильтра с ограниченной верхней частотой АЧХ.

При этом АЧХ синтезированного дифференцирующего фильтра может быть найдена из соотношения

$$W(\omega) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt \right|.$$

Анализ приведенной АЧХ (рисунок, б) показывает, что дифференцирующий фильтр обладает линейной частотной характеристикой в широком диапазоне нормированных частот $\omega T = 0 \div \pi$.

Заключение

В результате проведенных исследований показано, что простейшие дифференцирующие устройства, в основе которых используются «R-C»-фильтры, дифференцирующие фильтры с операционными усилителями, обладают низкой линейностью частотной характеристики в широком диапазоне частот. Использование дискретных алгоритмов при ограниченном порядке дифференцирующего фильтра также приводит к значительным ошибкам вычисления производной. Синтезированный дифференцирующий фильтр обладает линейной частотной характеристикой и может найти применение в задачах построения измерителей скоростей перемещения разнообразных объектов, при создании корректирующих фильтров в системах автоматического управления, системах управления космическими аппаратами и т. д.

Литература

1. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. — М.: Высш. шк., 2001. — 488 с.
2. Зиятдинов С. И., Осипов Л. А. Проектирование специализированных вычислителей цифровой обработки сигналов. — СПб.: ГУАП, 2006. — 74 с.
3. Сергиенко А. В. Цифровая обработка сигналов. — СПб.: Питер, 2002. — 608 с.

UDC 621.372

doi:10.15217/issn1684-8853.2015.4.119

Synthesis of the Differentiated Filter with Linear Frequency Characteristic

Ziatdinov S. I.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, kaf53@guap.ru

^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: The goal of the research is developing high-precision algorithms for the signal derivative calculation to minimize the mistakes in the differentiation of the object position. Method: Fourier transformation was applied to the linear frequency characteristic of the differentiating filter in the given frequency range. **Results:** It is shown that the existing differentiating devices based on an operation amplifier with a "C-R" chain, and the discrete differentiation algorithms based on a power series expansion of the frequency transmission function of an ideal differentiator with a limited number of the series members do not provide a linear frequency characteristic in a wide range of frequencies. A differentiating filter is developed for high-precision calculation of the signal derivative in a wide range from zero to Nyquist frequency. Its impulse response is obtained. Duhamel integral helps to relatively easily calculate the output signal of the differentiating filter for a given input.

Keywords — Differentiation, Impulse Response, Differentiation Mistakes.

References

1. Stepanenko I. P. *Osnovy mikroelektroniki* [Fundamentals of Microelectronics]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 2001. 488 p. (In Russian).
2. Ziatdinov S. I., Osipov L. A. *Proektirovanie spetsializirovannykh vychislitelei tsifrovoi obrabotki signalov* [De-

signing Specialized Calculators DSP]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2006. 74 p. (In Russian).

3. Sergienko A. V. *Tsifrovaia obrabotka signalov* [Digital Signal Processing]. Saint-Petersburg, Piter Publ., 2002. 608 p. (In Russian).



К 100-ЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ ВИКТОРА АНТОНОВИЧА БЕСЕКЕРСКОГО

Виктор Антонович Бесекерский был основателем и первым начальником (с 1958 по 1972 год) кафедры бортовых информационных и измерительных комплексов Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского. Он по праву считается одним из создателей и руководителей ленинградской научной школы автоматического регулирования и управления. Основные направления его работ связаны с разработкой фундаментальных методов расчета и проектирования цифровых систем регулирования и управления, созданием гироскопических устройств для систем управления баллистических и крылатых ракет и космических аппаратов.

В. А. Бесекерский окончил Ленинградский политехнический институт. Работал доцентом кафедры электротехники этого института, а в 1944 году возглавил вновь образованную кафедру следящих систем и гидроприводов в Ленинградском военно-механическом институте. В 1952 году по ложному доносу был репрессирован, но вскоре, в 1953 году, был освобожден и стал работать доцентом кафедры электротехники Ленинградского института киноинженеров. В 1957 году по приглашению одного из первых в стране ученых в области теории автоматического регулирования, Евгения Павловича Попова – начальника кафедры авиационной автоматики и телемеханики (в настоящее время кафедра автономных систем управления), В. А. Бесекерский продолжил свою научную деятельность в Ленинградской военно-воздушной инженерной академии имени А. Ф. Можайского (ныне Военно-космическая академия имени А. Ф. Можайского).

К середине 50-х годов кафедра Е. П. Попова, помимо преподавания общетехнических дисциплин, все шире специализируется в области систем автоматического управления беспилотных летательных аппаратов. Возникает необходимость

в постановке новых учебных дисциплин, связанных с автоматическим управлением, но приобретавших самостоятельное значение. Поэтому в 1958 году по инициативе Е. П. Попова командование факультета и академии принимает решение образовать три новые кафедры: электронных вычислительных машин, инфракрасной техники и основ автоматики. Сама кафедра авиационной автоматики и телемеханики была преобразована в кафедру систем управления крылатых ракет и реактивных снарядов во главе с Е. П. Поповым.

Новую общетехническую кафедру основ автоматики (в настоящее время кафедра бортовых информационных и измерительных комплексов) было предложено сформировать и возглавить кандидату технических наук, доценту Виктору Антоновичу Бесекерскому.

К этому времени В. А. Бесекерский был известным специалистом в области проектирования следящих систем, а также электромеханических сглаживающих и счетно-решающих устройств. В академию он пришел с практически завершенной докторской диссертацией, которую успешно защитил в 1958 году. В диссертации В. А. Бесекерский разработал принципиально новый метод синтеза автоматических систем, основанный на использовании логарифмических частотных характеристик, прикладную теорию расчета и проектирования следящих систем. Результаты этой работы получили широкую известность благодаря опубликованной в 1958 году в «Судпромгизе» монографии «Проектирование следящих систем малой мощности». В 1959 году В. А. Бесекерскому присвоено звание профессора.

Дисциплина «Теория автоматического управления» в своей основе была разработана и введена в учебный процесс Е. П. Поповым. Однако в конце 50-х и начале 60-х годов теория и тех-

ника автоматического управления развивались так стремительно, что потребовалось существенно увеличить объем дисциплины за счет введения в учебную программу новых тем. Решением этой задачи под руководством В. А. Бесекерского занимались практически все преподаватели кафедры.

В 1962 году В. А. Бесекерский издает в академии «Курс лекций по теории автоматического регулирования», который сразу же завоевал большую популярность у слушателей, адъюнктов и преподавателей. В это же время он вместе с Е. П. Поповым начинает работу над монографией, которой было суждено стать своеобразной энциклопедией, отражающей уровень развития теории в 60-е годы XX века.

В 1966 году монография В. А. Бесекерского и Е. П. Попова «Теория систем автоматического регулирования», которая благодаря доступности изложения и глубине освещения научных положений стала одной из самых популярных изданий в области теории автоматического управления, вышла в свет. По полученным отзывам, она стала учебником для студентов многих технических вузов страны и настольной книгой для инженеров, проектирующих автоматические системы, научных сотрудников, аспирантов и преподавателей. В 1972 и 1975 годах монография с некоторыми изменениями и дополнениями переиздавалась, однако спрос на нее оставался неизменно высоким.

В 2003 году издательство «Профессия» при поддержке ряда технических вузов Санкт-Петербурга выпустило четвертое издание этой уникальной монографии с некоторыми изменениями и дополнениями, связанными с состоянием современной теории автоматического управления. С целью сохранить стиль и манеру изложения, присущие ушедшим из жизни авторам, к переработке монографии и подготовке ее к изданию

редакция привлекла одного из первых учеников В. А. Бесекерского доктора технических наук профессора С. В. Лучко.

В конце 50-х годов В. А. Бесекерский сформировал авторский коллектив для разработки первого в мировой практике сборника задач по теории автоматического регулирования и управления. Первое издание вышло в свет в издательстве «Наука» в 1963 году. Всего же после существенных изменений и дополнений сборник 5 раз издавался в нашей стране, а также был переведен и опубликован в Польше, Румынии и Чехословакии.

В. А. Бесекерский, будучи прекрасным методистом, эрудированным и простым в общении человеком, много внимания уделял обучению и воспитанию молодых преподавателей. От них требовалось глубокое знание предмета, умение доходчиво излагать самые сложные вопросы. Категорически не рекомендовалось пользоваться при чтении лекций конспектом.

Наряду с организацией учебного процесса В. А. Бесекерский главной задачей считал подготовку и воспитание научных кадров. Сразу же после образования кафедры основ автоматики при ней была создана адъюнктура.

В 1962 году В. А. Бесекерский возглавил на факультете новое научное направление, связанное с разработкой принципов построения цифровых систем управления ракет и теоретическим обоснованием цифровых алгоритмов управления. Сложность поставленной задачи состояла не только в отсутствии хорошо разработанной теории цифровых систем. Существовавшие в то время цифровые машины предназначались для расчетов, имели большие массу и габариты. Поэтому сама идея установки таких машин на борт ракет воспринималась с недоверием и скептицизмом.

Сотрудниками кафедры исследовались особенности цифровых систем стабилизации баллистических ракет с учетом упругих колебаний их корпусов, давались практические рекомендации по проектированию таких систем. Итогом исследований стал эскизный проект цифровой системы угловой стабилизации для тяжелой ракеты-носителя Н1. Идеи В. А. Бесекерского были использованы также при создании уникальной системы управления крупнейшим в мире телескопом с диаметром зеркала 6 м. Работами в Ленинградском оптико-механическом объединении руководил сам ученый. В 1965 году выходит в свет одна из первых в нашей стране книг по этой тематике «Системы автоматического управления с цифровыми управляющими машинами», написанная профессором кафедры С. М. Федоровым и преподавателем А. П. Литвиновым.

К началу 70-х годов кафедра стала общепризнанным лидером в стране в области теории



■ В. А. Бесекерский (второй справа) с учениками, 1972 г.



■ В. А. Бесекерский (в центре во втором ряду) среди сотрудников на 10-летнем юбилее кафедры основ автоматики, 1968 г.

и практики цифровых автоматических систем. Деловые творческие связи были установлены с рядом промышленных организаций. Кроме того, проводятся исследования в области теории нелинейных систем и нелинейных корректирующих устройств.

Под руководством В. А. Бесекерского в ЦНИИ «Электроприбор» создаются системы гироскопической ориентации и стабилизации летательных и космических аппаратов. Одним из результатов этих исследований стала разработка уникальной системы автопилотирования первого в мире крупнотоннажного экраноплана, способного двигаться над поверхностью моря.

В. А. Бесекерский был гражданским человеком, хотя по штату должность начальника кафедры была военной. В 1971 году командование академии поставило его в известность, что разрешение на занятие им этой должности будет выдаваться в Москве и испрашиваться ежегодно. Естественно, что В. А. Бесекерского это не устраивало, и в 1972 году он уволился и стал заведовать кафедрой радиотехнических систем Ленинградского института авиационного приборостроения.

В 1990 году по возрасту В. А. Бесекерский перешел на должность профессора этой кафедры и продолжил интенсивную научно-педагогическую деятельность, получил звание «Заслуженный деятель науки и техники РФ». Он является автором более 300 научных трудов, в том числе более 40 монографий и учебников и свыше 100 изобретений. Под его руководством подготовлено 100 с лишним кандидатов технических наук, многие из которых позже защитили докторские диссертации. В 1997 году В. А. Бесекерский был избран почетным профессором Военной инженерно-космической академии имени А. Ф. Можайского.

Вся научная и педагогическая деятельность В. А. Бесекерского является примером для молодых ученых беззаветного служения идеалам науки.

*Ядренкин А. А.,
кандидат технических наук, доцент,
начальник кафедры
бортовых информационных
и измерительных комплексов
Военно-космической академии
имени А. Ф. Можайского*

АБРАМКИН
Сергей
Евгеньевич



Ассистент кафедры автоматики и процессов управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ».

В 2003 году окончил Тюменский государственный нефтегазовый университет по специальности «Автоматизация технологических процессов и производств (нефтегазовая отрасль)».

В 2014 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 21 научной публикации.

Область научных интересов — математическое моделирование управляемых технологических процессов.

Эл. адрес: abrsergey@yandex.ru

АБРАМОВ
Александр
Петрович



Доцент кафедры конструирования и технологии электронных и лазерных средств Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1968 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиотехника».

В 1984 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 70 научных публикаций.

Область научных интересов — акустоэлектроника и радиотехнические системы обработки сигналов.

Эл. адрес: alex2045@mail.ru

АПАНАСЕНКО
Николай
Викторович



Магистрант кафедры проблемно-ориентированных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2010 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Электроника и микроэлектроника».

Область научных интересов — цифровая обработка сигналов.

Эл. адрес: nikolaipanasenko@mail.ru

АРСЕНЬЕВ
Владимир
Николаевич



Профессор кафедры бортовых информационных и измерительных комплексов Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург.

В 1978 году окончил Военно-инженерную Краснознаменную академию им. А. Ф. Можайского по специальности «Системы управления, электропроверочное и специальное оборудование летательных аппаратов».

В 1993 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 120 научных публикаций и двух патентов на изобретения.

Область научных интересов — методы анализа и синтеза систем управления летательных аппаратов.

Эл. адрес: vladar56@mail.ru

БАКИН
Евгений
Александрович



Доцент кафедры проблемно-ориентированных вычислительных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2008 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Радиоэлектронные системы».

В 2012 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 15 научных публикаций и шести патентов на изобретения.

Область научных интересов — компьютерное моделирование, системы цифровой связи.

Эл. адрес: jenyb@mail.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 80 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

**БРАНИЦКИЙ
Александр
Александрович**



Младший научный сотрудник лаборатории проблем компьютерной безопасности Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН. В 2012 году окончил с отличием математико-механический факультет Санкт-Петербургского государственного университета по специальности «Математическое обеспечение и администрирование информационных систем». Область научных интересов — информационная безопасность, искусственный интеллект, компьютерные сети. Эл. адрес: branitskiy@comsec.spb.ru

**ДАНИЛОВ
Андрей
Анатольевич**



Ведущий инженер-программист ЗАО «Нокиа Солюшенз энд Нетворкс», Санкт-Петербург. В 1998 году окончил Балтийский государственный технический университет по специальности «Радиоинженер». Является автором двух научных публикаций и одного патента на изобретение. Область научных интересов — разработка программного обеспечения для систем связи 3G/4G/LTE-A, тестирование и отладка сложных компьютерных сетей. Эл. адрес: Andrey.Danilov.aad@mail.ru

**ДУШИН
Сергей
Евгеньевич**



Профессор кафедры автоматики и процессов управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». В 1975 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности «Автоматика и телемеханика». В 1998 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 110 научных публикаций и трех авторских свидетельств на изобретения. Область научных интересов — синтез структурно-сложных нелинейных систем управления: полиномиальные системы, исследования функциональной управляемости и общности положения нелинейных объектов и систем, численный синтез нелинейных систем управления и др. Эл. адрес: dushins@yandex.ru

**ГРУДЯЕВА
Елизавета
Камаловна**



Аспирант кафедры автоматики и процессов управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». В 2011 году окончила Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» по специальности «Управление и информатика в технических системах». Является автором 11 научных публикаций. Область научных интересов — математическое моделирование управляемых технологических процессов. Эл. адрес: lizayo@yandex.ru

**ДАНИЛОВ
Анатолий
Исаевич**



Доцент кафедры управления организационно-техническими системами космического назначения Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. В 1980 году окончил Военный инженерный Краснознаменный институт им. А. Ф. Можайского по специальности «Электронно-вычислительная техника». В 1986 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 20 научных публикаций и пяти авторских свидетельств на изобретения. Область научных интересов — стационарные и нестационарные модели систем обслуживания. Эл. адрес: Andrey.Danilov.aad@mail.ru

**ЖАРИНОВ
Игорь
Олегович**



Заведующий кафедрой машинного проектирования бортовой электронно-вычислительной аппаратуры Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, руководитель учебно-научного центра ФГУП «Санкт-Петербургское ОКБ «Электроавтоматика» им. П. А. Ефимова». В 2000 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Радиоэлектронные системы». В 2011 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций. Область научных интересов — проектирование бортовой вычислительной техники. Эл. адрес: igor_rabota@pisem.net

ЖАРИНОВ
Олег
Олегович



Доцент кафедры моделирования вычислительных и электронных систем, заместитель директора Института вычислительных систем и программирования Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1996 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Радиоэлектронные системы». В 2003 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 35 научных публикаций. Область научных интересов — теория систем, теория обработки сигналов, цифровые вычислительные системы. Эл. адрес: zharinov73@hotmail.ru

ЗИАТДИНОВ
Сергей
Ильич



Профессор кафедры информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1970 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Электронные устройства». В 2001 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 120 научных публикаций и 16 патентов на изобретения. Область научных интересов — аналоговая и цифровая обработка сигналов, автоматические системы управления. Эл. адрес: kaf53@guap.ru

КАЛЮЖНЫЙ
Виталий
Павлович



Доцент кафедры информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1971 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Электронные устройства систем управления». В 1976 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 30 научных публикаций и трех патентов на изобретения. Область научных интересов — сетевые автоматические системы. Эл. адрес: vpkvita@yandex.ru

КИСЕЛЕВ
Виктор
Юрьевич



Аспирант кафедры бортовой радиоэлектронной аппаратуры Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2013 году окончил магистратуру Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения по специальности «Радиотехника». Область научных интересов — многопозиционная траекторная обработка информации, цифровая обработка сигналов, средства управления воздушным движением. Эл. адрес: vukis@bk.ru

КОСТОГЛОТОВ
Андрей
Александрович



Профессор кафедры кибербезопасности информационных систем Донского государственного технического университета, Ростов-на-Дону. В 1988 году окончил Ростовское высшее военное командно-инженерное училище Ракетных войск им. Главного маршала артиллерии М. И. Неделина по специальности «Радиотехнические средства». В 2007 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 250 научных публикаций, в том числе пяти монографий, восьми изобретений и 29 свидетельств на программные продукты. Область научных интересов — решение обратных задач динамики, теория оценивания, структурная и параметрическая идентификация динамических систем. Эл. адрес: kostoglov@me.com

КОТЕНКО
Игорь
Витальевич



Профессор, заведующий лабораторией проблем компьютерной безопасности Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН. В 1983 году окончил Военно-космическую академию им. А. Ф. Можайского по специальности «Математическое обеспечение автоматизированных систем управления», в 1987 году — Военную академию связи по специальности «Инженерная автоматизированных систем управления». В 1999 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 450 научных публикаций. Область научных интересов — безопасность компьютерных сетей, обнаружение компьютерных атак, межсетевые экраны, защита от вирусов и сетевых червей и др. Эл. адрес: ivkote@comsec.spb.ru

**КУЗНЕЦОВ
Антон
Александрович**



Доцент, докторант Военно-воздушной академии имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина, Воронеж. В 2001 году окончил Ростовский военный институт Ракетных войск им. Главного маршала артиллерии М. И. Неделина по специальности «Метрология и метрологическое обеспечение». В 2006 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 60 научных публикаций, в том числе одной монографии, девяти изобретений и восьми свидетельств на программные продукты. Область научных интересов — решение обратных задач динамики, теория оценивания, цифровая обработка радиолокационной информации. Эл. адрес: smithaa@yandex.ru

**ЛАХИН
Олег
Иванович**



Руководитель направления ООО «НПК «Разумные решения», Самара. В 1998 году окончил Поволжский институт информатики, радиотехники и связи по специальности «Программное обеспечение вычислительной техники и автоматизированных систем», в 2006 году — Самарский государственный экономический университет по Федеральной программе подготовки управленческих кадров. Является автором 31 научной публикации. Область научных интересов — мультиагентные технологии для создания интеллектуальных систем управления ресурсами в реальном времени, использующих принципы самоорганизации и эволюции. Эл. адрес: lakhin@yandex.ru

**МАЛЬЦЕВ
Георгий
Николаевич**



Профессор кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, заслуженный деятель науки РФ, действительный член Академии космонавтики им. К. Э. Циолковского. В 1980 году окончил Военный инженерный Краснознаменный институт им. А. Ф. Можайского. В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 300 научных публикаций и 27 патентов на изобретения. Область научных интересов — обработка сигналов в радиотехнических и оптико-электронных информационных системах и др. Эл. адрес: georgy_maltsev@mail.ru

**ЛАЗАРЕНКО
Сергей
Валерьевич**



Докторант кафедры кибербезопасности и информационных систем Донского государственного технического университета, Ростов-на-Дону. В 2005 году окончил Ростовский военный институт Ракетных войск им. Главного маршала артиллерии М. И. Неделина по специальности «Метрология и метрологическое обеспечение». В 2010 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 140 научных публикаций и пяти патентов на изобретения. Область научных интересов — решение обратных измерительных задач, идентификация динамических систем, оптимальное управление. Эл. адрес: rh3311@mail.ru

**ЛОСЕВ
Виталий
Александрович**



Аспирант кафедры информационных систем и процессов Института сферы обслуживания и предпринимательства филиала Донского государственного технического университета, Ростов-на-Дону. В 2013 году окончил магистратуру Южно-Российского государственного университета экономики и сервиса по специальности «Прикладная информатика в сфере сервиса». Является автором трех научных публикаций. Область научных интересов — синтез дискретных алгоритмов обработки информации на основе объединенного принципа максимума. Эл. адрес: aibolit_773@mail.ru

**МЕЛЬНИКОВ
Юрий
Петрович**



Профессор, ведущий научный сотрудник 1-го научно-исследовательского управления научно-исследовательского центра Центрального научно-исследовательского института ВВС Минобороны России, Санкт-Петербург. В 1954 году окончил Ленинградскую Краснознаменную военную инженерную академию им. А. Ф. Можайского по специальности «Эксплуатационная по радиотехническим средствам ВВС». В 1970 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 350 научных публикаций, пяти монографий и 33 изобретений. Область научных интересов — эффективность авиационных средств и методов радиоэлектронной борьбы. Эл. адрес: YPURSUL@gmail.com

МОНАКОВ
Андрей
Алексеевич



Профессор кафедры бортовой радиоэлектронной аппаратуры Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1978 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиотехника». В 2000 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 150 научных публикаций и 17 авторских свидетельств и патентов на изобретения. Область научных интересов — радиолокация протяженных целей, радиотехнические методы наблюдения атмосферы и поверхности земли, радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны, цифровая обработка сигналов, управление воздушным движением. Эл. адрес: a_monakov@mail.ru

ПОЛНИКОВ
Александр
Сергеевич



Аналитик ООО «НПК «Разумные решения», Самара. В 2011 году окончил Самарский государственный аэрокосмический университет им. акад. С. П. Королева по специальности «Техническое обслуживание и эксплуатация авиационных электрических систем и пилотажно-навигационных комплексов», в 2012 году — по специальности «Организация и управление перевозками на транспорте». Является автором трех научных публикаций. Область научных интересов — мультиагентные технологии для создания интеллектуальных систем управления ресурсами в реальном времени, использующих принципы самоорганизации и эволюции. Эл. адрес: polnikov@smartsolutions-123.ru

СИМОНОВА
Елена
Витальевна



Ведущий аналитик ООО «НПК «Разумные решения», доцент кафедры информационных систем и технологий Самарского государственного аэрокосмического университета им. акад. С. П. Королева (национального исследовательского университета). В 1985 году окончила Куйбышевский авиационный институт им. акад. С. П. Королева по специальности «Автоматизированные системы управления». В 1994 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 126 научных публикаций. Область научных интересов — разработка интеллектуальных систем управления мобильными ресурсами на основе мультиагентных технологий и др. Эл. адрес: simonova.elena.v@gmail.com

ПЕТРОВ
Павел
Николаевич



Профессор кафедры конструирования технологий электронных и лазерных средств Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1971 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиоэлектронные устройства». В 1999 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 130 научных публикаций. Область научных интересов — акустоэлектроника, пространственно-временная обработка сигналов, локационные системы, ультразвуковые устройства. Эл. адрес: pnp2847@mail.ru

САКУЛИН
Александр
Николаевич



Начальник факультета радиоэлектроники Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург. В 1989 году окончил Ленинградский Военный инженерный институт им. А. Ф. Можайского по специальности «Радиоэлектронные системы». В 2011 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 20 научных публикаций и пяти патентов на изобретения. Область научных интересов — обработка сигналов в радиотехнических информационных системах, спутниковые радионавигационные системы. Эл. адрес: evgeniysakulin@yandex.ru

СКОБЕЛЕВ
Петр
Олегович



Ведущий научный сотрудник Института проблем управления сложными системами РАН, профессор кафедры инженерии знаний Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, Самара. В 1983 году окончил Куйбышевский авиационный институт им. акад. С. П. Королева по специальности «АСУ и прикладная математика». В 2003 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 191 научной публикации и трех патентов на изобретения. Область научных интересов — мультиагентные технологии для создания интеллектуальных систем управления ресурсами в реальном времени и др. Эл. адрес: petr.skobelev@gmail.com

ТРОФИМОВ
Илья
Анатольевич



Старший преподаватель кафедры бортовых информационных и измерительных комплексов Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург.

В 2001 году окончил Военный инженерно-космический университет им. А. Ф. Можайского по специальности «Бортовые оптические и оптико-электронные средства космических аппаратов».

В 2007 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 20 научных публикаций.

Область научных интересов — методы анализа и синтеза систем управления летательных аппаратов.

Эл. адрес:

ilya_trofimov@inbox.ru

ЮРЫГИНА
Юлия
Сергеевна



Руководитель проекта, ООО «НПК «Разумные решения».

В 2009 году окончила Ульяновский государственный технический университет по специальности «Программное обеспечение вычислительной техники и автоматизированных систем», 2010 году — по специальности «Бухгалтерский учет, анализ и аудит».

Является автором семи научных публикаций.

Область научных интересов — использование мультиагентных технологий и онтологий для создания интеллектуальных систем анализа и диагностики работы сложных технических изделий, поддержки принятия решений в случае возникновения нештатных и аварийных ситуаций.

Эл. адрес:

Yurygina@smartsolutions-123.ru

ХОМОНЕНКО
Анатолий
Дмитриевич



Профессор, заведующий кафедрой информационных и вычислительных систем Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра I.

В 1975 году окончил Военный инженерный Краснознаменный институт им. А. Ф. Можайского по специальности «Электронно-вычислительная техника».

В 1991 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 190 научных публикаций и 25 авторских свидетельств на изобретения.

Область научных интересов — численные методы теории массового обслуживания, программирование, компьютерная безопасность, базы данных и информационные системы, системы искусственного интеллекта.

Эл. адрес: khomon@mail.ru



Bakutel

2-5 ДЕКАБРЯ 2015

Баку, Азербайджан

21-я Азербайджанская Международная
ВЫСТАВКА И КОНФЕРЕНЦИЯ
«ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И
ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

www.bakutel.az

Поддержка



МИНИСТЕРСТВО СВЯЗИ И
ВЫСОКИХ ТЕХНОЛОГИЙ
АЗЕРБАЙДЖАНСКОЙ РЕСПУБЛИКИ

Организаторы



Тел. : +994 12 4041000
Факс : +994 12 4041001
E-mail : telecoms@iteca.az

Место проведения

BAKU
EXPO CENTER



 www.facebook.com/BakuTel

ISSN 1684-8853



9 771684 885009