

ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

3(70)/2014

3(70)/2014

INFORMATSIONNO- UPRAVLIAIUSHCHIE SISTEMY (INFORMATION AND CONTROL SYSTEMS)

REFEREED EDITION

Founder

«Information and Control Systems», Ltd.

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

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

C. Christodoulou

PhD, Professor, Albuquerque, New Mexico, USA

B. Meyer

PhD, 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. Blaunstein

Dr. Sc. Phys.-Math., Professor, Beer-Sheva, Israel

A. Dudin

Dr. Sc. Tech., Professor, Minsk, Belarus

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:** A. Koleshko, 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

The Journal was registered in the Ministry of Press, Broadcasting and Mass Media of the Russian Federation. Registration Certificate JD № 77-12412 from April, 19, 2002. Re-registration in the Federal Service for Supervision in the Sphere of Telecom, Information Technologies and Mass Communications (ROSKOMNADZOR) due to change of the founder: «Information and Control Systems», Ltd., JD № FS77-49181 from March, 30, 2012.

The journal is distributed by subscription. Subscription can be made in the Editorial and publishing center, SUAI as well as in any post office based on «Rospechat» catalogue: № 48060 — annual subscript, № 15385 — semiannual subscript.

© Corporate authors, 2014

INFORMATION AND CONTROL SYSTEMS**Viktorov D. S., Chislov S. G.** Method of Correction of the Non-Linear Distortions Entered by an Analog Key in Probing Signals 2**Turubanov M. A., Shishlakov V. F., Shyshlakov A. V.** Impulse Control System for Combined Solar and Wind Installation with Superconductor Equipment 8**Zakharova O. L., Kirsanova J. A., Kniga E. V., Zharinov I. O.** Algorithms and Software of Testing Onboard Digital Computer Systems Integrated Modular Avionics 19**SYSTEM AND PROCESS MODELING****Kuchmin A. Yu.** Modeling of Equivalent Stiffness of Adaptive Platforms with the Parallel Structure Executive Mechanism 30**HARDWARE AND SOFTWARE RESOURCES****Balonin N. A., Marley V. E., Sergeev M. B.** New Opportunities of the Mathematical Network for Collaborative Research and Modeling in the Internet 40**Marakhovsky V. B.** CMOS Implementation of the Trainee's Threshold Logical Element. Part I. Design and Training Diagram 47**Kolchin I. V., Filippov S. N.** The Architecture of Bare-Metal Real-Time Microhypervisor and Automated Measurement of Time Response 57**Shoshmina I. V.** A Methodology of Eliciting Context Requirements to Program Logic Control Systems 68**INFORMATION SECURITY****Bezzateev S. V., Voloshina N. V., Sankin P. S.** Safety Analysis Methodology of Complex Systems Taking Into Account the Threats to Information Security 78**Boyko A. A., Djakova A. V.** Method of Developing Test Remote Information-Technical Impacts on Spatially Distributed Systems of Information-Technical Tools 84**INFORMATION CODING AND TRANSMISSION****Cheprukov Yu. V., Socolov M. A.** Correlation Characteristics and Application of Some Binary Codes 93**Alekseev M. O.** On the Detection of Algebraic Manipulations by Means of Multiplication Operation 103**INFORMATION AND MEASURING SYSTEMS****Allakhverdiyeva N. R.** Development of a Method for Improving the Accuracy of the Measuring Channel 109**INFORMATION INSTRUMENTATION AND EDUCATION****D'yachuk P. P., Loginov D. A., Karabalykov S. A.** Synergetic Approach to Management of Educational Activity in Verbal Problem Environments 118**CONTROL IN MEDICAL AND BIOLOGICAL SYSTEMS****Tichonov E. P.** Adaptive Filtering Algorithms Electrocardiogram High Time Resolution Part I. Background Information and Analysis Approach to Solving the Problem 125**CHRONICLES AND INFORMATION****IV International Forum «TELECOM NETWORKS 2.0. Sharing, Engineering, Outsourcing, Development & Metering»** 132**INFORMATION ABOUT THE AUTHORS** 134

Submitted for publication 07.04.14. Passed for printing 17.06.14. Format 60×84/8. Offset paper. Phototype SchoolBookC. Offset printing.

Layout original is made at the Editorial and Publishing Center, SUAI.
67, B. Morskaia, 190000, St. Petersburg, Russia
Printed from slides at the Editorial and Publishing Center, SUAI.
67, B. Morskaia, 190000, St. Petersburg, Russia

Учредитель
ООО «Информационно-управляющие системы»

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. Кристоделу,
д-р наук, проф., Альбукерке, Нью-Мексико, США
Б. Мейер,
д-р наук, проф., Цюрих, Швейцария
Ю. Ф. Подоплекин,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ
В. В. Симаков,
д-р техн. наук, проф., Москва, РФ
Л. Фортуна,
д-р наук, проф., Катания, Италия
А. Л. Фрадков,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ
Л. И. Чубраева,
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, С.-Петербург, РФ
Ю. И. Шокин,
акад. РАН, д-р физ.-мат. наук, проф., Новосибирск, РФ
Р. М. Юсупов,
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Редакционная коллегия:
В. Г. Анисимов,
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ
Б. П. Безручко,
д-р физ.-мат. наук, проф., Саратов, РФ
Н. Блаунштейн,
д-р физ.-мат. наук, проф., Беэр-Шева, Израиль
А. Н. Дудин,
д-р физ.-мат. наук, проф., Минск, Беларусь
А. И. Зейфман,
д-р физ.-мат. наук, проф., Вологда, РФ
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: А. Н. Колешко, 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».

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

© Коллектив авторов, 2014

ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ

Викторов Д. С., Числов С. Г. Метод коррекции нелинейных искажений, вносимых аналоговым ключом в зондирующие сигналы 2

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Турубанов М. А., Шишлаков В. Ф., Шишлаков А. В. Импульсная система управления комбинированной солнечно- и ветроэнергетической установкой со сверхпроводниковым оборудованием 8
Захарова О. Л., Кирсанова Ю. А., Книга Е. В., Жаринов И. О. Алгоритмы и программные средства тестирования бортовых цифровых вычислительных систем интегрированной модульной авионики 19

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ

Кучмин А. Ю. Моделирование эквивалентной жесткости адаптивных платформ с исполнительными механизмами параллельной структуры 30

ПРОГРАММНЫЕ И АППАРАТНЫЕ СРЕДСТВА

Балонин Н. А., Марлей В. Е., Сергеев М. Б. Новые возможности математической сети для коллективных исследований и моделирования в Интернете 40
Мараховский В. Б. КМОП-реализация обучаемого порогового логического элемента. Часть 1: Проектирование и схема обучения 47
Колчин И. В., Филиппов С. Н. Архитектура автономного микро-гипервизора реального времени и автоматизированное измерение его временных характеристик 57
Шошмина И. В. Методика составления контекстных требований к программным системам логического управления 68

ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ

Беззатеев С. В., Волошина Н. В., Санкин П. С. Методика расчета надежности сложных систем, учитывающая угрозы информационной безопасности 78
Бойко А. А., Дьякова А. В. Способ разработки тестовых удаленных информационно-технических воздействий на пространственно распределенные системы информационно-технических средств 84

КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ

Чепруков Ю. В., Соколов М. А. Корреляционные характеристики и применение некоторых бинарных R3-кодов 93
Алексеев М. О. Об обнаружении алгебраических манипуляций с помощью операции умножения 103

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Аллахвердиева Н. Р. Разработка метода повышения точности измерительного канала 109

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ОБРАЗОВАНИЕ

Дьячук П. П., Логинов Д. А., Карабалыков С. А. Синергетический подход к управлению учебной деятельностью в вербальных проблемных средах 118

УПРАВЛЕНИЕ В МЕДИЦИНЕ И БИОЛОГИИ

Тихонов Э. П. Адаптивные алгоритмы фильтрации и фрагментации электрокардиограмм высокого временного разрешения. Часть 1: Исходные сведения и анализ подхода к решению проблемы 125

ХРОНИКА И ИНФОРМАЦИЯ

IV Международный Форум «TELECOM NETWORKS 2.0. Sharing, Engineering, Outsourcing, Development & Metering» 132

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

134

Сдано в набор 07.04.14. Подписано в печать 17.06.14. Формат 60×84/8. Бумага офсетная. Гарнитура SchoolBookC. Печать офсетная. Усл. печ. л. 16,0. Уч.-изд. л. 20,1. Тираж 1000 экз. Заказ 258.

Оригинал-макет изготовлен в редакционно-издательском центре ГУАП. 190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

Отпечатано с готовых диапозитивов в редакционно-издательском центре ГУАП. 190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

УДК 621.39

МЕТОД КОРРЕКЦИИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ, ВНОСИМЫХ АНАЛОГОВЫМ КЛЮЧОМ В ЗОНДИРУЮЩИЕ СИГНАЛЫ

Д. С. Викторов^а, доктор техн. наук, преподаватель

С. Г. Числов^а, преподаватель

^аВоенная академия воздушно-космической обороны им. Маршала Советского Союза Г. К. Жукова, Тверь, РФ

Постановка проблемы: реализация потенциальных характеристик любых радиолокационных станций зависит от стабильности параметров гетеродинных сигналов и методов их формирования. Для формирования зондирующих сигналов с изменяемыми параметрами широко применяются цифровые синтезаторы частот зондирующих сигналов. Однако при цифровом формировании сигналов возникают нелинейные искажения, обусловленные операциями цифро-аналогового преобразования и преобразования в аналоговом ключе, которые приводят к образованию паразитных копий сжатого сигнала при согласованной обработке зондирующих сигналов в приемнике, что, в конечном счете, ограничивает применение цифровых синтезаторов частот зондирующих сигналов в специализированных и многофункциональных радиолокационных станциях. Одним из эффективных путей решения данной проблемы является разработка метода коррекции нелинейных искажений, вносимых аналоговым ключом в зондирующие сигналы. **Результаты:** исследования показали, что во временной области динамические ошибки преобразования привязаны к моментам переключения разрядов сигнала управления цифро-аналоговым преобразователем, соответственно, и к моментам переключения уровней квантования выходного сигнала. Данная характерная черта динамических ошибок позволяет осуществить коррекцию нелинейных искажений при помощи стробирования. Особенность последнего заключается в том, что в моменты переключения уровней квантования на время, равное длительности переходных процессов, цифро-аналоговый преобразователь отключается с помощью аналогового ключа. Таким образом, динамические ошибки цифро-аналогового преобразования «вырезаются» из зондирующего сигнала. Сигнал управления аналоговым ключом имеет задержку относительно тактового сигнала, равную длительности переходных процессов в цифро-аналоговом преобразователе, и длительность стробирующего импульса, не превышающую разности половины периода тактового сигнала и удвоенного значения длительности переходных процессов. В свою очередь коррекция нелинейных искажений зондирующего сигнала, вносимых аналоговым ключом, осуществляется за счет внесения предсказаний в формируемый сигнал при помощи цифрового корректора, передаточная функция которого является обратной передаточной функции аналогового ключа. Обобщенная передаточная функция последовательно соединенных корректора и аналогового ключа представляется степенным рядом с новыми результирующими коэффициентами. Удерживая конечное число членов ряда и учитывая, что условием коррекции является равенство единице результирующего коэффициента при линейном члене ряда и нулю при членах ряда с высшими степенями, получено рекуррентное соотношение для определения коэффициентов корректора. Таким образом, предложенный метод цифровой коррекции нелинейных искажений, вносимых в зондирующий сигнал аналоговым ключом, позволяет увеличить реальный динамический диапазон цифрового синтезатора частот зондирующих сигналов и повысить качество синтезируемых сигналов. **Практическая значимость:** метод может быть применен для коррекции нелинейных искажений в цифровых синтезаторах частот, используемых в радиолокации, системах связи и высокоточной измерительной технике.

Ключевые слова — метод цифровой коррекции, цифровой синтезатор частот, аналоговый ключ.

Введение

На современном этапе развития радиолокационных средств требуется создание многофункциональных и специализированных радиолокационных станций, способных быстро изменять свои характеристики вслед за быстро меняющейся целевой и помеховой обстановкой. Важнейшей составной частью современных радиотехнических систем являются цифровые синтезаторы частот зондирующих сигналов (ЦСЧЗС). С их помощью формируются различные сложные сигналы, применяемые для обнаружения целей и измерения их параметров. Интерес разработчиков к использованию в создаваемых и перспективных радиолокационных станциях ЦСЧЗС обусловлен рядом объективных причин:

— ЦСЧЗС, по сравнению с аналоговыми, имеют высокую стабильность параметров формируемых сигналов и низкий уровень фазовых шумов;

— сочетание широких функциональных возможностей с высокой скоростью переключения и малым шагом перестройки по частоте (доли герц) позволяет с использованием одного и того же устройства формировать сигналы различной частоты с высокой точностью установки и скоростью переключения;

— быстродействие современной элементной базы позволяет формировать гетеродинные сигналы в широком рабочем диапазоне частот, составляющем сотни мегагерц.

Однако ЦСЧЗС свойственны нелинейные искажения, возникающие за счет статических и динамических ошибок цифро-аналогового преобразования и преобразования формируемого сигнала в аналоговом ключе (АК).

Применение АК в ЦСЧЗС обусловлено рядом причин.

Во-первых, верхняя граница рабочего диапазона современных ЦСЧЗС, не использующих

однополосную балансную модуляцию, не превышает $1/(2T_d)$, где T_d — период тактового сигнала. Причиной тому является существенная неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) на частотах свыше $1/(2T_d)$ (рис. 1, а).

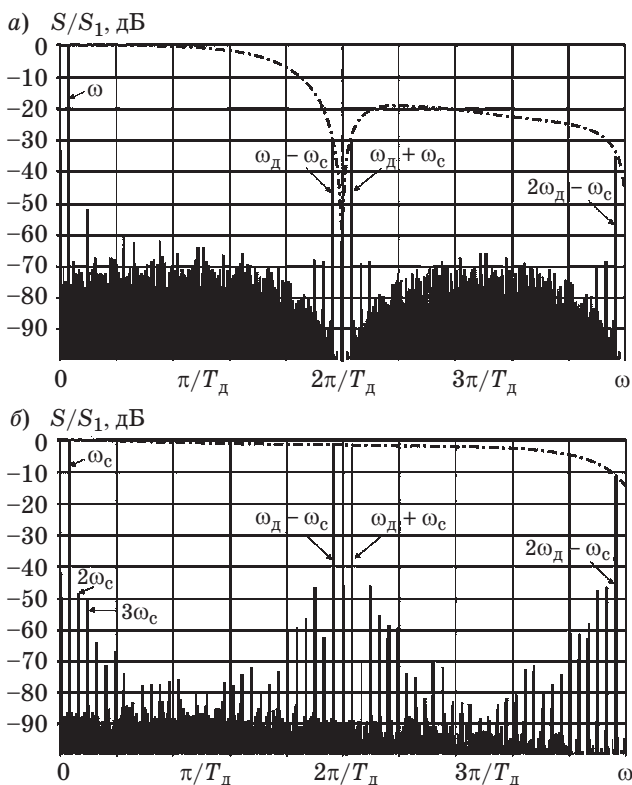
Повышение верхней границы рабочего диапазона ЦСЧЗС при помощи однополосной балансной модуляции [1] или компенсации боковых составляющих гармоник за счет вычисления выборок формируемого колебания в разные моменты времени [2] требуют наличия квадратурных каналов. К тому же наличие балансного сложения (или вычитания) на выходе не позволяет получить подавление противоположной боковой составляющей в широком диапазоне более чем на 40–50 дБ.

Стробирование формируемого сигнала в АК приводит к тому, что длительность его выборок на выходе АК (U_{AK}) (рис. 2, а) становится больше, чем длительность его выборок на входе АК ($U_{ЦАП}$) (рис. 2, в).

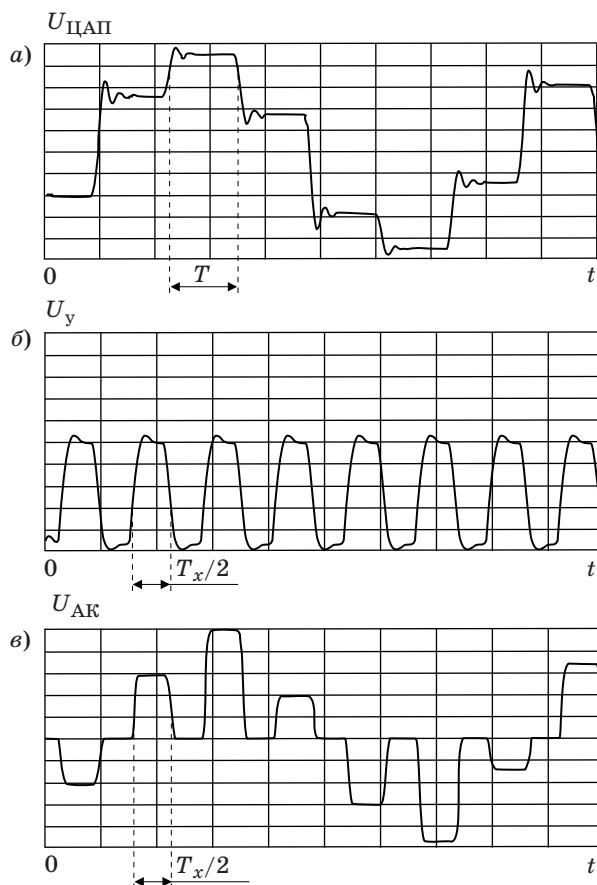
Поскольку основной лепесток АЧХ последовательно соединенных ЦАП и АК расширяется (рис. 1, б) по сравнению с АЧХ отдельно взятого

ЦАП (см. рис. 1, а), можно существенно снизить неравномерность АЧХ ЦСЧЗС в целом. С учетом дискретного характера спектра формируемого сигнала это позволяет при помощи полосового фильтра выделять его гармоники из дискретных подспектров, расположенных на частотах более высоких, чем $1/(2T_d)$ (см. рис. 1, б), тем самым увеличивая границы рабочего диапазона ЦСЧЗС без использования квадратурных каналов.

Во-вторых, при преобразовании цифровых отсчетов синтезируемого сигнала в аналоговые при помощи ЦАП неизбежно возникают динамические ошибки цифро-аналогового преобразования, к которым относятся различия во времени включения и выключения уровней квантования ЦАП, а также проникновение управляющих сигналов ЦАП на его выход через паразитные емкостные и индуктивные связи. Динамические ошибки цифро-аналогового преобразования приводят к появлению большого количества паразитных дискретных составляющих в рабочем диапазоне частот (см. рис. 1, а). Причем уровень данных дискретных составляющих растет с увеличением соотношения синтезируемой и тактовой частоты и может достигать 55–60 дБ.



■ **Рис. 1.** АЧХ ЦАП и спектр формируемого сигнала: а — АЧХ отдельно взятого ЦАП и спектр формируемого сигнала без коррекции; б — АЧХ последовательно соединенных ЦАП и АК и спектр формируемого сигнала с коррекцией



■ **Рис. 2.** Сигналы ЦАП: а — сигнал на выходе ЦАП; б — управляющий сигнал; в — скорректированный сигнал на выходе ЦАП

Результаты исследований показали, что источником динамических ошибок является сигнал управления ЦАП [3], из чего следует, что подобные ошибки невозможно устранить известными методами коррекции.

Цифровой метод коррекции

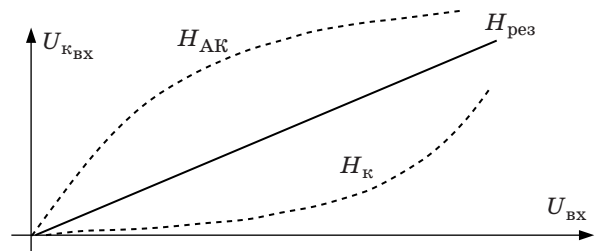
Цифровой метод коррекции предполагает внесение корректирующих поправок в цифровые отсчеты формируемого сигнала, что в свою очередь приводит к изменению сигнала управления ЦАП, которому будут соответствовать уже новые значения динамических ошибок.

Используя то свойство динамических ошибок, что во временной области они совпадают с моментами переключения ЦАП из одного квантованного значения напряжения формируемого сигнала на его выходе в другое (см. рис. 2, а), можно утверждать, что наиболее эффективным методом устранения данного вида ошибок является их стробирование, при котором под воздействием управляющего сигнала (рис. 2, б) АК на время переходных процессов закрывается и отключает выход ЦАП от выхода ЦСЧЗС (см. рис. 2, в). В результате спектр выходного сигнала очищается от динамических ошибок ЦАП (см. рис. 1, б).

В качестве элементной базы, которая в настоящее время применяется для построения АК, служат полевые транзисторы. Использование данного типа транзисторов обусловлено малым уровнем собственных шумов, соизмеримым с тепловым шумом, высоким входным сопротивлением, малыми токами утечки в цепи управления, свойством обратимости данных электронных приборов и высоким быстродействием.

В результате того, что сопротивление канала полевого транзистора нелинейно зависит от значений напряжения, действующего между стоком и истоком ($U_{\text{ЦАП}}$) (см. рис. 2, а), а также между стоком и затвором (U_y) (см. рис. 2, б) [4], передаточная функция (ПФ) АК является нелинейной. Это приводит к появлению паразитных дискретных составляющих, кратных частоте синтезируемого сигнала (ω_c) в рабочем диапазоне частот (см. рис. 1, б). Однако количество дискретных составляющих, требующих коррекции, при правильно выбранной амплитуде входного напряжения, а также минимального дифференциального сопротивления канала транзистора не превышает нескольких единиц.

Задача коррекции нелинейных искажений зондирующего сигнала на выходе АК сводится к тому, чтобы в схему формирования сигнала (рис. 3) был добавлен некоторый элемент (корректор), ПФ H_k которого являлась бы обратной ПФ АК $H_{\text{АК}}$. В таком случае результирующая ПФ $H_{\text{рез}}$ корректора и АК будет представляться



■ Рис. 3. Графическое представление задачи коррекции нелинейных искажений сигнала на выходе АК

в виде прямой линии, что уже говорит об отсутствии продуктов нелинейных искажений сигналов на выходе такой системы.

Линеаризацию результирующей ПФ можно выполнить с помощью как аналоговых, так и цифровых корректирующих устройств [5]. Однако аналоговая коррекция обладает рядом существенных недостатков. Из них основным является невозможность осуществлять адаптивную коррекцию при изменении параметров ПФ нелинейного элемента с течением времени под воздействием внешних факторов. Использование аналоговых элементов в корректирующих цепях также требует прецизионной настройки и точного подбора параметров электронных приборов. Из-за этого аналоговые корректоры, по сути, являются уникальными устройствами для каждого из образцов ЦСЧЗС, пусть даже и однотипных, что позволяет говорить о нетехнологичности такого подхода к коррекции нелинейных искажений.

Цифровые корректоры не имеют указанных недостатков, могут быть размещены непосредственно в формирователе цифровых отсчетов ЦСЧЗС и обладать ПФ, обратной ПФ АК. В таком случае задача коррекции нелинейных искажений, вносимых АК, сводится к определению параметров ПФ корректора.

Пусть ПФ АК аппроксимируется степенным полиномом, тогда дискретные отсчеты сигнала на его выходе представляются выражением

$$\dot{U}_{\text{АК}} = \sum_{r=1}^R \dot{a}_r (\dot{U}_{\text{АКвх}})^r, \quad (1)$$

где $\dot{U}_{\text{АКвх}}$ — отсчеты сигнала на входе АК; \dot{a}_r — коэффициенты степенного полинома, аппроксимирующего ПФ АК, идентифицировать которые можно по результатам измерения параметров продуктов нелинейных искажений [6].

Передаточная функция корректора также представляется степенным полиномом, и дискретные отсчеты сигнала на его выходе, соответственно, равны

$$\dot{U}_k = \sum_{i=1}^{\infty} \dot{b}_i (\dot{U}_{\text{квх}})^i, \quad (2)$$

где \dot{b}_i — коэффициенты степенного полинома, аппроксимирующего ПФ корректора; $\dot{U}_{\text{КВХ}}$ — отсчеты сигнала на входе корректора.

Поскольку используется цифровой метод коррекции, то корректирующее устройство размещается перед нелинейным элементом, коим является АК (рис. 4). В таком случае отсчеты формируемого сигнала на выходе АК представляются следующим выражением:

$$\dot{U}_{\text{АК}} = \sum_{r=1}^R \dot{a}_r \dot{U}_{\text{К}}^r = \sum_{r=1}^R \dot{a}_r \left[\sum_{i=1}^m \dot{b}_i \dot{U}_{\text{КВХ}}^i \right]^r. \quad (3)$$

Предполагая, что при определении параметров ПФ корректора, аппроксимируемой бесконечным, в общем случае, степенным рядом, удерживаем m первых его членов, выражение (3) с учетом формулы полинома [7] примет вид

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{АК}} &= \sum_{r=1}^R \dot{a}_r \left[\sum_{i=1}^m \dot{b}_i \dot{U}_{\text{КВХ}}^i \right]^r = \sum_{r=1}^R \dot{a}_r \times \\ &\times \sum_{k_1+k_2+\dots+k_m=r} C_r(k_1, k_2, \dots, k_m) (\dot{b}_1 \dot{V}^1)^{k_1} \times \\ &\times (\dot{b}_2 \dot{V}^2)^{k_2} \dots (\dot{b}_m \dot{V}^m)^{k_m}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\dot{V} = \dot{U}_{\text{КВХ}}$ — отсчеты формируемого сигнала, поступающие на вход корректора.

Из выражения (4) следует, что в соответствие ему можно поставить некоторый эквивалентный степенной полином

$$\dot{U}_{\text{АК}} = \sum_{j=1}^m \dot{d}_j \dot{V}^j, \quad (5)$$

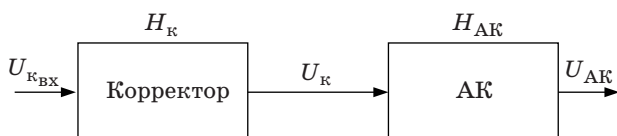
где \dot{d}_j — некоторый коэффициент степенного полинома, аппроксимирующего результирующую ПФ корректора и нелинейного элемента.

Из (5) видно, что необходимым условием коррекции является соблюдение следующих равенств:

$$\dot{d}_1 = 1; \dot{d}_j = 0 \text{ при } j = 2, \dots, m. \quad (6)$$

Это означает, что в выражении (5) результирующей коэффициент полинома при основной составляющей должен быть равен единице, а значения остальных результирующих коэффициентов должны равняться нулю.

В качестве примера предположим, что порядок полиномов, описывающих ПФ корректора и нелинейного элемента, ограничивается пятью. В таком



■ Рис. 4. Схема размещения корректирующего устройства

случае, раскрывая в (5) выражения, стоящие под знаками суммы, и приводя подобные, получим

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{АК}} &= \dot{a}_1 \dot{b}_1 \cdot \dot{V} + (\dot{a}_1 \dot{b}_2 + \dot{a}_2 \dot{b}_1^2) \dot{V}^2 + \\ &+ (\dot{a}_1 \dot{b}_3 + 2\dot{a}_2 \dot{b}_1 \dot{b}_2 + \dot{a}_3 \dot{b}_1^3) \dot{V}^3 + \\ &+ (\dot{a}_1 \dot{b}_4 + \dot{a}_2 (2\dot{b}_1 \dot{b}_3 + \dot{b}_2^2) + \\ &+ 3\dot{a}_3 \dot{b}_1^2 \dot{b}_2 + \dot{a}_4 \dot{b}_1^4) \dot{V}^4 + (\dot{a}_1 \dot{b}_5 + 2\dot{a}_2 (\dot{b}_1 \dot{b}_4 + \dot{b}_2 \dot{b}_3) + \\ &+ 3\dot{a}_3 (\dot{b}_1^2 \dot{b}_3 + \dot{b}_1 \dot{b}_2^2) + 4\dot{a}_4 \dot{b}_1^3 \dot{b}_2 + \dot{a}_5 \dot{b}_1^5) \dot{V}^5. \end{aligned} \quad (7)$$

Откуда, учитывая (6), т. е. приравнивая коэффициент при основной составляющей к единице, а остальные к нулю, получим, что коэффициенты корректора с первого по пятый описываются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \dot{b}_1 &= \frac{1}{\dot{a}_1}; \\ \dot{b}_2 &= -\frac{1}{\dot{a}_1} (\dot{a}_2 \dot{b}_1^2); \\ \dot{b}_3 &= -\frac{1}{\dot{a}_1} (2\dot{a}_2 \dot{b}_1 \dot{b}_2 + \dot{a}_3 \dot{b}_1^3); \\ \dot{b}_4 &= -\frac{1}{\dot{a}_1} (2\dot{a}_2 \dot{b}_1 \dot{b}_3 + \dot{a}_2 \dot{b}_2^2 + 3\dot{a}_3 \dot{b}_1^2 \dot{b}_2 + \dot{a}_4 \dot{b}_1^4); \\ \dot{b}_5 &= -\frac{1}{\dot{a}_1} (2\dot{a}_2 \dot{b}_1 \dot{b}_4 + 2\dot{a}_2 \dot{b}_2 \dot{b}_3 + 3\dot{a}_3 \dot{b}_1^2 \dot{b}_3 + \\ &+ 3\dot{a}_3 \dot{b}_1 \dot{b}_2^2 + 4\dot{a}_4 \dot{b}_1^3 \dot{b}_2 + \dot{a}_5 \dot{b}_1^5). \end{aligned} \quad (8)$$

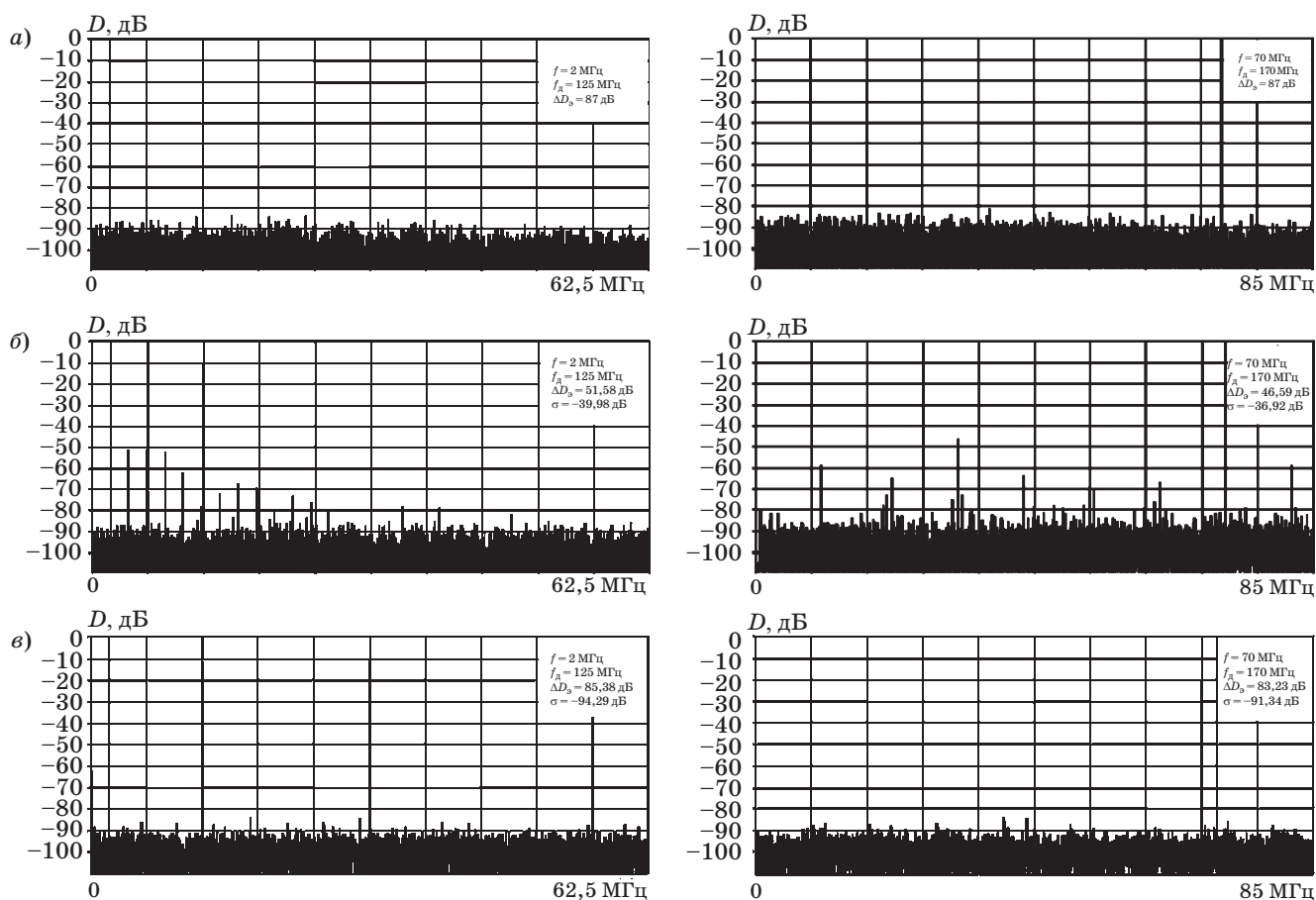
Из (8) видно, что полученные выражения, начиная со второго, можно объединить следующим рекуррентным соотношением:

$$\begin{aligned} \dot{b}_i &= -\frac{1}{\dot{a}_1} \sum_{i=2}^m \dot{a}_i C_i(k_1, k_2, \dots, k_{m-1}) \dot{b}_1^{k_1} \dot{b}_2^{k_2} \dots \dot{b}_{m-1}^{k_{m-1}}, \\ i &= \overline{2, m-1}, \end{aligned} \quad (9)$$

где $C_i(k_1, k_2, \dots, k_{m-1}) = \frac{i!}{k_1! k_2! \dots k_{m-1}!}$ — полиномиальный коэффициент.

В общем случае выражение (9) представляет собой бесконечный ряд, однако с практической точки зрения целесообразно брать в рассмотрение ограниченное число членов ряда — m , но не менее чем количество дискретных составляющих в спектре искажений, уровень которых превышает допустимое значение.

Таким образом, обобщенная ПФ последовательно соединенных корректора и АК представляется степенным рядом с новыми результирующими коэффициентами. Удерживая конечное число членов ряда и учитывая, что условием коррекции является равенство единице результирующего коэффициента при линейном члене ряда и нулю при членах ряда с высшими степенями, мы получили рекуррентное соотношение для определения коэффициентов корректора.



■ **Рис. 5.** Спектры сигналов для соотношений синтезируемых и тактовых частот 0,016 (слева) и 0,41 (справа): *a* — спектры идеально квантованных сигналов на выходе 10-разрядного ЦАП; *б* — спектры синтезируемых сигналов с нелинейными искажениями на выходе АК; *в* — спектры синтезируемых сигналов с учетом цифровой коррекции нелинейных искажений

Заключение

В результате математического моделирования с использованием полученных выражений были рассчитаны спектры и показатели качества формируемых сигналов.

Анализ результатов моделирования (рис. 5, *a–в*) показывает, что предлагаемый метод цифровой коррекции нелинейных искажений достаточно эффективен, так как позволяет:

1) уменьшить дискретные составляющие спектра нелинейных искажений, тем самым увеличить реальный динамический диапазон ЦСЧЗС (ΔD), доведя его практически до потенциально достижимого значения, определяемого значением динамического диапазона идеального ЦАП (ΔD_0);

2) повысить качество синтезируемых сигналов, что выражается в уменьшении среднего квадрата ошибки формирования сигнала (σ) до значения, соизмеримого с уровнем шумов квантования.

Предлагаемый метод цифровой коррекции нелинейных искажений предполагает применение корректирующего устройства, размещаемого перед АК, что позволяет увеличить реальный динамический диапазон ЦСЧЗС и повысить качество синтезируемых сигналов.

Метод может быть использован для коррекции нелинейных искажений в ЦСЧЗС, используемых в радиолокации [8, 9], системах связи и высокоточной измерительной технике.

Литература

1. Шапиро Д. Н., Паин А. А. Основы теории синтеза частот. — М.: Радио и связь, 1981. — 246 с.

2. Тирней Дж., Рейдер К. М., Голд Б. Цифровые синтезаторы частот // Зарубежная радиоэлектроника. 1972. № 3. С. 54–74.

3. Волков Е. А. Математическая модель аналогового ключа и результаты анализа коррекции динамических ошибок цифро-аналогового преобразования: сб. науч.-метод. материалов / 2ЦНИИ МО РФ. Тверь, 2006. № 3(502). С. 74–81.
4. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Изд. 4-е, перераб. и доп. — М.: Энергия, 1977. — 672 с.
5. Богданович Б. М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. — М.: Связь, 1980. — 280 с.
6. Волков Е. А., Викторов Д. С. Идентификация параметров нелинейной передаточной функции аналогового ключа цифрового формирователя сигналов: сб. науч.-метод. материалов XXXIV ВНК/ВА ВКО. Тверь, 2005. С. 12–19.
7. Семендяев К. А., Бронштейн И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. — М.: Наука, 1986. — 544 с.
8. Филонов А. А., Васильев О. В., Богданов А. В. Методика построения динамических моделей радиальных скоростей и ускорений пары воздушных целей, летящих в сомкнутом боевом порядке // Изв. РАН. ТИСУ. 2007. № 4. С. 21–27.
9. Пат. 2419815 РФ, МПК G01S 13/52 (2006.01). Способ сопровождения воздушной цели из класса «самолет с турбореактивным двигателем» / А. В. Богданов, О. В. Васильев, И. Н. Исаков, А. Г. Ситников, А. А. Филонов (РФ); — № 2009140853/09; заявл. 03.11.2009; опубл. 27.05.2011, Бюл. № 15. — 12 с.

UDC 621.39

Method of Correction of the Non-Linear Distortions Entered by an Analog Key in Probing Signals

Viktorov D. S.^a, Dr. Sc., Tech., Lecturer, viktorov.dmitry@yandex.ru

Chislov S. G.^a, Lecturer, chislov_sergey@mail.ru

^aГ. К. Zhukov Military Academy of Aerospace Defense, 50, Zigarev St., 170022, Tver, Russian Federation

Purpose: Implementation of potential characteristics of any RLS depends on stability of parameters of heterodyne signals and methods of their formation. Digital synthesizers of frequencies of probing signals are widely applied to form probing signals with in-out parameters. However in case of digital formation of signals there are non-linear distortions caused by operations of digital-to-analog conversion and conversion in an analog key which lead to formation of parasitic copies of an oblate signal during coordinated processing of probing signals in a receiver that, eventually, restricts application of digital synthesizers of frequencies of probing signals in specialized and multifunctional RLS. One of the effective solutions of this problem is development of a method of correction of non-linear distortions entered by an analog key in probing signals. **Results:** Researches have shown that in a time domain dynamic errors of conversion are linked to the moments of switching discharges of a control signal by a digital-to-analog converter accordingly and by the moments of switching levels of quantization of an output signal. This characteristic feature of dynamic errors allows carrying out a correction of non-linear distortions by means of time gating. The feature is that at the moments of switching levels of quantization for a time period equal to duration of transient phenomena a digital-to-analog converter is switched off by means of an analog key. Therefore, dynamic errors of digital-to-analog conversion "enter" from a probing signal. A control signal of an analog key has a time delay of a relatively clock signal equal to duration of transient phenomena in a digital-to-analog converter and duration of a gating impulse which does not exceed differences of half a period of a clock signal and a doubled value of duration of transient phenomena. In its turn, correction of non-linear distortions of a probing signal contributed by an analog key is carried out due to introduction of pre-distortions into a created signal by means of a digital corrector which transfer function is an inverse transfer function of an analog key. A generalized transfer function of sequentially connected corrector and analog key is represented a power series with new resultant coefficients. Retaining a finite number of row members and considering equality to unit of a resultant coefficient at linear row members and to zero in case of row members with higher degrees is a condition of correction, the obtained recurrence relation for determination of corrector coefficients is received. Therefore, the proposed method of digital correction of non-linear distortions contributed to a probing signal by an analog key allows to increase real dynamic range of a digital synthesizer of frequencies of probing signals and to enhance quality of synthesizable signals. **Practical relevance:** The method can be used for correction of nonlinear distortions in digital frequency synthesizers applied in radar-location, communication systems and high-precision measuring equipment.

Keywords — Method of Digital Correction, Digital Frequency Synthesizer, Analog Key.

References

1. Shapiro D. N., Pain A. A. *Osnovy teorii sinteza chastot* [Bases of the Theory of Synthesis of Frequencies]. Moscow, Radio i sviaz' Publ., 1981. 246 p. (In Russian).
2. Tirney J., Raider K. M., Gold B. Digital Synthesizers of Frequencies. *Zarubezhnaia radioelektronika*, 1972, no. 3, pp. 54–74 (In Russian).
3. Volkov E. A. The Mathematical Model of an Analog Key and Results of the Analysis of Correction of Dynamic Errors of Digital-to-Analog Transformation. *Collection of scientific and methodical materials*, Tver, 2 Central Research Institute Publ., 2006, no. 3(502), pp. 74–81 (In Russian).
4. Stepanenko I. P. *Osnovy teorii tranzistorov i tranzistornykh skhem* [Of a Basis of the Theory of Transistors and Transistor Schemes]. Moscow, Energiia Publ., 1977. 672 p. (In Russian).
5. Bogdanovich B. M. *Nelineinye iskazheniia v priemno-usilitel'nykh ustroistvakh* [Nonlinear Distortions in Reception and Intensifying Devices]. Moscow, Sviaz' Publ., 1980. 280 p. (In Russian).
6. Volkov E. A. Viktorov D. S. Identification of Parameters of Nonlinear Transfer Function of an Analog Key of the Digital Shaper of Signals. *Sbornik nauchno-metodicheskikh materialov XXXIV voenno-nauchnoi konferentsii* [Collection of scientific and methodical materials XXXIV Military and Scientific Conference]. Tver, Voennaia akademiia vozdushno-kosmicheskoi oborony Publ., 2005, pp. 12–19 (In Russian).
7. Semendyaev K. A. Bronstein I. N. *Spravochnik po matematike dlia inzhenerov i uchashchikhsia vtuzov* [The Reference Book on Mathematics for Engineers and Pupils of Technical Colleges]. Moscow, Nauka Publ., 1980. 544 p. (In Russian).
8. Filonov A. A. Vasilyev O. V., Bogdanov A. V. Methodology of Creation of Dynamic Models of Radial Speeds and Accelerations of Couple of the Air Targets Flying in a Close Fighting Order. *Izvestiia RAN. Teoriia i sistemy upravleniia*, 2007, no. 4, pp. 21–27 (In Russian).
9. Bogdanov A. V., et al. *Sposob soprovozhdeniia vozdushnoi tseli iz klassa "samolet s turboreaktivnym dvigatелеm"* [Way of Maintenance of an Air Target from a Class "the Plane with a Turbojet"]. Patent Russian, no. 2009140853/09, 2011.

УДК 681.51

ИМПУЛЬСНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ КОМБИНИРОВАННОЙ СОЛНЕЧНО- И ВЕТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ УСТАНОВКОЙ СО СВЕРХПРОВОДНИКОВЫМ ОБОРУДОВАНИЕМ

М. А. Турубанов^а, заведующий вычислительной лабораторией

В. Ф. Шишлаков^а, доктор техн. наук, профессор

А. В. Шишлаков^б, инженер-программист

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

^бОАО «Концерн «НПО «Аврора», Санкт-Петербург, РФ

Цель: рассматривается реализованная на контроллере система управления электроэнергетическим комплексом открытой архитектуры со сверхпроводниковым оборудованием. **Метод:** для решения задачи синтеза алгоритма управления применяется обращение прямого вариационного метода анализа — обобщенного метода Галеркина. **Результаты:** получены рекуррентные аналитические соотношения вида «вход-выход», определяющие интегралы Галеркина для нелинейных характеристик, аппроксимированных аналитически, в случае импульсных экспоненциальных процессов на их входах, применение которых позволило полностью алгебраизировать решение задачи синтеза импульсных систем автоматического управления с данным видом аппроксимации нелинейных характеристик. **Практическая значимость:** разработанные теоретические положения, основывающиеся на обобщенном методе Галеркина, позволили распространить данный математический аппарат на импульсные системы автоматического управления при аналитической аппроксимации нелинейных статических характеристик. Практическая ценность результатов исследований заключается в создании системы автоматического управления комбинированной электроэнергетической установкой со сверхпроводниковыми элементами и устройствами.

Ключевые слова — сверхпроводниковое оборудование, электроэнергетическая установка, аналитическая аппроксимация, импульсные нелинейные системы, обобщенный метод Галеркина.

Введение

Во всех передовых странах мира ведутся исследования по разработке и созданию электроэнергетических систем и комплексов с возобновляемым видом энергии (так называемые «зеленые» станции). Это дает возможность уменьшить затраты, связанные с добычей, транспортировкой и переработкой углеводородного сырья, и существенно улучшить экологическую ситуацию.

Ветряные электростанции строят в местах с высокой средней скоростью ветра — от 4,5 м/с и выше. Предварительно проводятся исследования потенциала местности. Анемометры устанавливаются на высоте от 30 до 100 м и в течение одного-двух лет собирают информацию о скорости и направлении ветра. Полученные сведения могут объединяться в карты доступности энергии ветра. Такие карты (и специальное программное обеспечение) позволяют потенциальным инвесторам оценить скорость окупаемости проекта. Обычные метеорологические сведения о скоростях ветра не подходят для строительства ветряных электростанций, поскольку собираются на уровне земли (до 10 м), в черте городов и аэропортах. Ветряные электростанции делятся на четыре типа: наземные, шельфовые, прибрежные и плавающие.

Самый распространенный в настоящее время тип ветряных электростанций — *наземный*.

Ветрогенераторы устанавливаются на холмах или возвышенностях. Электростанция соединяется кабелем с передающей электрической сетью. Крупнейшей на данный момент ветряной электростанцией является электростанция в городе Роско, штат Техас, США. Ветроэнергетическая система Роско была запущена 1 октября 2009 года немецким энергоконцерном E.ON. Станция состоит из 627 ветряных турбин производства Mitsubishi, General Electric и Siemens. Полная мощность — около 780 МВт. Площадь электростанции не менее 400 км².

Прибрежные ветряные электростанции строят на небольшом удалении от берега моря или океана. На побережье с суточной периодичностью дует бриз, что вызвано неравномерным нагреванием поверхности суши и водоема. Дневной, или морской, бриз движется с водной поверхности на сушу, а ночной, или береговой — с остывшего побережья к водоему.

Шельфовые ветряные электростанции строят в море на расстоянии 10–60 км от берега на участках моря с небольшой глубиной, поскольку башни ветрогенераторов устанавливают на фундаменты из свай, забитых на глубину до 30 м. Электроэнергия передается на землю по подводным кабелям. Шельфовые электростанции более дороги в строительстве, чем их наземные аналоги. Для генераторов требуются более высокие башни и более массивные фундаменты, кроме

того, необходимо учитывать, что соленая морская вода может приводить к коррозии металлических конструкций. Вместе с тем они обладают рядом преимуществ — не занимают землю и имеют большую эффективность из-за регулярных морских ветров.

За 2008 г. во всем мире было построено шельфовых электростанций мощностью 357 МВт; суммарные мощности к концу года составили 1471 МВт. Крупнейшей шельфовой станцией является электростанция Миддельгрюнден (Дания) с установленной мощностью 40 МВт.

Для строительства и обслуживания подобных электростанций используются самоподъемные суда.

Первый прототип *плавающей* ветряной турбины построен компанией H Technologies BV в декабре 2007 г. Ветрогенератор мощностью 80 кВт установлен на плавающей платформе в 10,6 морских милях от берега Южной Италии на участке моря глубиной 108 м.

Норвежская компания StatoilHydro совместно с компаниями Siemens и Technip разработала плавающий ветрогенератор для установки на большой глубине. В сентябре 2009 г. StatoilHydro построила демонстрационную версию Hуwind в 10 км от острова Кармой, неподалеку от юго-западного берега Норвегии. Мощность турбины — 2,3 МВт, масса — 5300 т, высота — 65 м; диаметр ротора — 82,4 м. Стальная башня ветрогенератора уходит под воду на глубину 100 м, над водой возвышаясь на 65 м. Для стабилизации и погружения конструкции на заданную глубину в нижней ее части размещен балласт (гравий и камни). От дрейфа платформу удерживают три троса с якорями, закрепленными на дне. Электроэнергия передается на берег по подводному кабелю.

Все **солнечные** электростанции (СЭС) подразделяют на несколько типов: башенного типа, тарельчатого типа, использующие фотобатареи, использующие параболические концентраторы, комбинированные, аэростатные.

Работа электростанций *башенного* типа основана на принципе получения водяного пара с использованием солнечной радиации. В центре станции стоит башня высотой от 18 до 24 м (в зависимости от мощности и некоторых других параметров высота может быть больше либо меньше), на вершине которой находится резервуар с водой. Этот резервуар покрашен в черный цвет для поглощения теплового излучения. Также в этой башне размещена насосная группа, доставляющая пар на турбогенератор, который находится вне башни. По кругу от башни на некотором расстоянии располагаются гелиостаты. Гелиостат — зеркало площадью несколько квадратных метров, закрепленное на опоре и подключенное к общей системе позиционирования.

То есть зеркало, в зависимости от положения солнца, будет менять свою ориентацию в пространстве. Основная и самая трудная задача — это позиционирование всех зеркал станции так, чтобы в любой момент времени все отраженные лучи от них попадали на резервуар. В ясную солнечную погоду температура в резервуаре может достигать 700 °С. Такие температурные параметры характерны для большинства традиционных тепловых электростанций, поэтому для получения энергии применяются стандартные турбины. Фактически на станциях такого типа можно получить сравнительно большой КПД (около 20 %) и высокие мощности.

Электростанции *тарельчатого* типа используют принцип получения электроэнергии, схожий с таковым у башенных СЭС, но есть отличия в конструкции самой станции. Станция состоит из отдельных модулей. Модуль состоит из опоры, на которую крепится ферменная конструкция приемника и отражателя. Приемник находится на некотором удалении от отражателя, и в нем концентрируются отраженные лучи солнца. Отражатель состоит из зеркал в форме тарелок (отсюда название), радиально расположенных на ферме. Диаметры этих зеркал достигают 2 м, а количество — нескольких десятков (в зависимости от мощности модуля). Такие станции могут состоять как из одного модуля (автономные), так и из нескольких десятков (работа параллельно с сетью).

В настоящее время очень распространены электростанции, состоящие из большого числа отдельных *модулей (фотобатарей)* различной мощности и выходных параметров. Данные СЭС широко применяются для энергообеспечения как малых, так и крупных объектов (частных коттеджей, пансионатов, санаториев, промышленных зданий и т. д.). Устанавливаться фотобатареи могут практически везде, начиная от кровли и фасада здания и заканчивая специально выделенными территориями. Установленные мощности тоже колеблются в широком диапазоне — от снабжения отдельных насосов до электроснабжения небольшого поселка.

Принцип работы *параболических концентраторов* заключается в нагревании теплоносителя до параметров, пригодных к использованию в турбогенераторе. Конструктивно данный вид электростанций представляет собой ферменную конструкцию, на которой устанавливается параболическое зеркало большой длины, а в фокусе параболы устанавливается трубка, по которой течет теплоноситель (чаще всего масло). Пройдя весь путь, теплоноситель разогревается и в теплообменных аппаратах отдает теплоту воде, которая превращается в пар и поступает на турбогенератор.

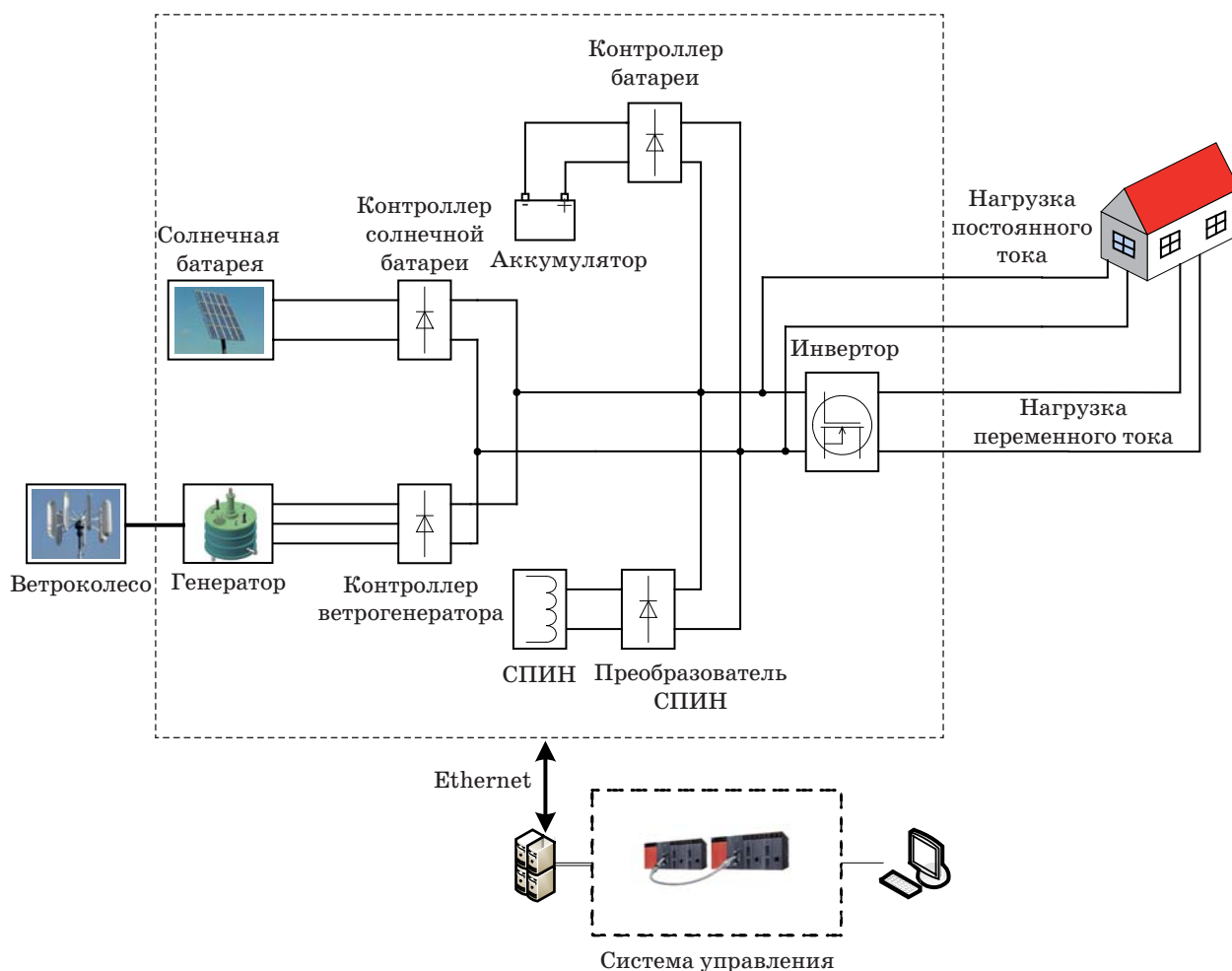
Одной из разновидностей электростанций с параболическими концентраторами являются СЭС, у которых в фокусе установлен двигатель Стирлинга. Существуют конструкции двигателей Стирлинга, которые непосредственно преобразуют колебания поршня в электрическую энергию, без использования кривошипно-шатунного механизма. Это позволяет достичь высокой эффективности преобразования энергии. Эффективность таких электростанций достигает 31,25 %. В качестве рабочего тела используется водород или гелий.

Часто на СЭС различных типов дополнительно устанавливают теплообменные аппараты для получения горячей воды, которая используется как для технических нужд, так и для горячего водоснабжения и отопления. В этом и состоит суть *комбинированных* СЭС. Также на одной территории возможна параллельная установка концентраторов и фотобатарей, что тоже считается комбинированной СЭС.

Во многих современных разработках повышения энергоэффективности при снижении мас-

согабаритных характеристик достигают путем применения элементов и устройств, работающих на основе эффекта сверхпроводимости [1, 2].

Вместе с тем вопросы, связанные с динамическими режимами работы электроэнергетических комплексов сверхпроводникового оборудования, проработаны крайне слабо, что вызвало необходимость разработки и создания в Институте инновационных технологий в электромеханике и энергетике (ИТЭЭ) ГУАП исследовательского комплекса открытой архитектуры. В состав данного комплекса входят сверхпроводниковый ветрогенератор мощностью 5 кВт, сверхпроводниковые силовые регуляторы тока (сверхпроводниковые индуктивные накопители энергии (СПИН) и сверхпроводниковые ограничители тока), а также солнечная батарея [3]. Все оборудование комплекса, с точки зрения управления, как в нормальном, так и аварийных режимах обеспечивается контроллером, реализующим алгоритм управления, синтезированный обобщенным методом Галеркина (рис. 1).



■ Рис. 1. Структурная схема комбинированной сверхпроводниковой электроэнергетической установки

Поскольку электромеханические и электроэнергетические устройства, как правило, имеют гладкие нелинейные статические характеристики, то целесообразно [4] применять для их аппроксимации широко используемую в электротехнике аналитическую аппроксимацию. В этом случае статическая характеристика нелинейного звена представляется в виде конечной комбинации аналитических функций

$$F[x(t)] = \sum_{g=0}^l z_g (x(t))^g, \quad g = 0, 1, \dots, l, \quad (1)$$

где z_g — вещественные постоянные коэффициенты, значения которых определяются, например, как показано в работе [5].

Структура и состав комбинированной солнечно- и ветроэнергетической установки

Комбинированная солнечно- и ветроэнергетическая установка (СВУ) (рис. 2) была создана в ИТЭЭ ГУАП в рамках выполнения нескольких государственных контрактов Министерства образования и науки Российской Федерации. Проект установки экспонировался на Международной выставке-конгрессе «Высокие технологии. Инновации. Инвестиции» (Санкт-Петербург, 2010 г.), где был отмечен дипломом I степени (с вручением золотой медали). Кроме того, были созданы действующие образцы отдельных элементов СВУ: сверхпроводниковый синхронный ветрогенератор (рис. 3) и сверхпроводниковые силовые регуляторы тока, — которые также экспонировались на Международной выставке-конгрессе «Высокие технологии. Инновации. Инвестиции» (Санкт-Петербург, 2009 г.) и на Петербургской технической ярмарке (2013 г.), где были отмечены,

соответственно, дипломом I степени (с вручением золотой медали) за разработку «Сверхпроводниковый индуктивный накопитель энергии» и дипломом II степени (с вручением серебряной медали) за разработку «Высокотемпературная сверхпроводниковая ветроэнергетическая установка».

Для реализации задач комплексных всесторонних исследований динамических режимов СВУ требовалось решить задачу разработки алгоритма управления всем электроэнергетическим комплексом, позволяющим не только исследовать штатные режимы работы, например выход на номинальный режим, но и моделировать аварийные режимы.

В качестве силового регулятора тока предлагается использовать СПИН, который будет работать в случае аварийных режимов, для компенсации провалов напряжения на момент переключения устройств защиты. При возникновении аварийной ситуации в большинстве случаев предусмотрена возможность переключения на аварийные источники питания с помощью электромеханических устройств, имеющих запаздывание в срабатывании (до 20 мс). Запаздывание может приводить к кратковременным провалам напряжения и, как следствие, выходу из строя особо чувствительного оборудования.

Связь накопителя с сетью или нагрузкой осуществляется через полупроводниковый преобразователь, причем по отношению к энергосистеме сверхпроводниковый накопитель и преобразователь выступают как единый объект с обобщенными характеристиками. В рассматриваемом случае в качестве преобразователя возможно использовать стабилизатор напряжения, который может быть выполнен на основе пассивных компонентов (автомата гашения поля, газового разрядника, варистора, стабилитрона и т. п.) либо



■ Рис. 2. Комбинированная СВУ со сверхпроводниковым оборудованием



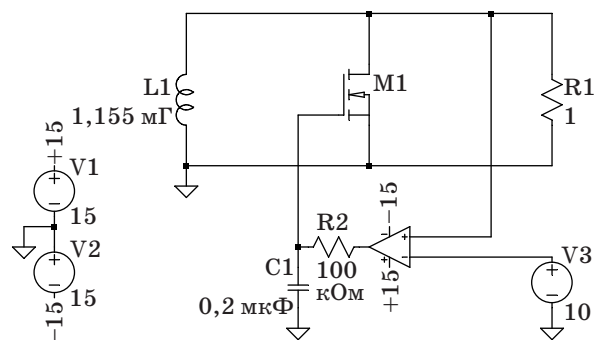
■ **Рис. 3.** Сверхпроводниковый ветрогенератор мощностью 5 кВт

на основе активных компонентов (транзисторного стабилизатора). Однако в случае использования пассивных элементов для стабилизации напряжения выходное напряжение может изменяться в относительно большом диапазоне, что вызывает большие потери энергии по сравнению с активными схемами стабилизации.

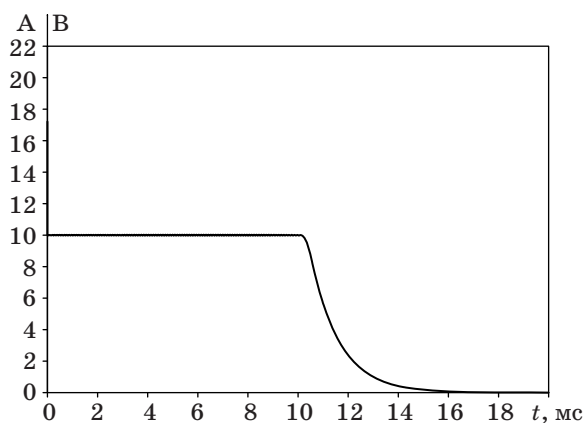
Представленная на рис. 4 модель системы СПИН — полупроводниковый стабилизатор напряжения — собрана с использованием прикладной программной среды LTspice. Параметры накопителя и нагрузки:

- индуктивность накопителя — 1,22 мГн
- рабочий ток — 100 А
- запасенная энергия — 6 Дж
- расчетный критический ток накопителя — 144 А
- номинальная нагрузка — 1 Ом
- напряжение стабилизации — 10 В
- время стабилизации напряжения — 10 мс
- тип провода — DI-BSCCO Type-N
- критический ток провода — 180 А
- внутренний радиус накопителя — 34 мм
- внешний радиус накопителя — 38,6 мм
- высота накопителя — 40,8 мм
- количество слоев намотки — 14
- количество витков в слое — 10
- общее количество витков — 140
- расход провода — 32 м
- масса накопителя — 0,45 кг

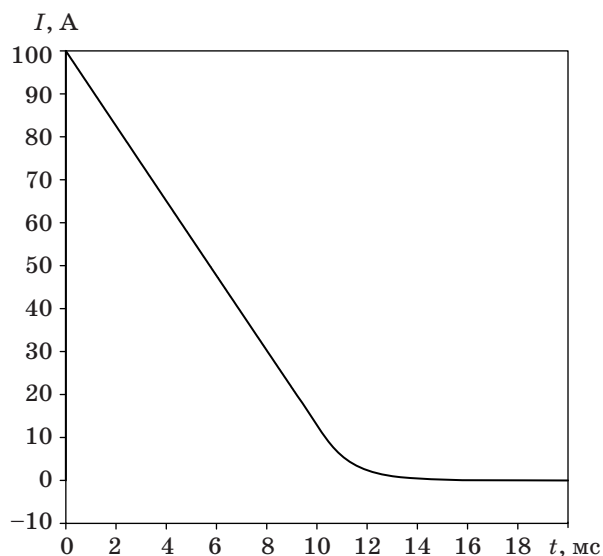
Индуктивный накопитель обеспечивает стабилизацию напряжения на заданном временном интервале (рис. 5, 6), из чего можно сделать



■ **Рис. 4.** SPICE модель индуктивного накопителя



■ **Рис. 5.** Кривые разряда СПИН: ток и напряжение на нагрузке



■ **Рис. 6.** Кривая разряда накопителя энергии

вывод о пригодности использования СПИН для стабилизации напряжения на коротких временных интервалах, обусловленных срабатыванием устройств защиты в цепи постоянного тока.

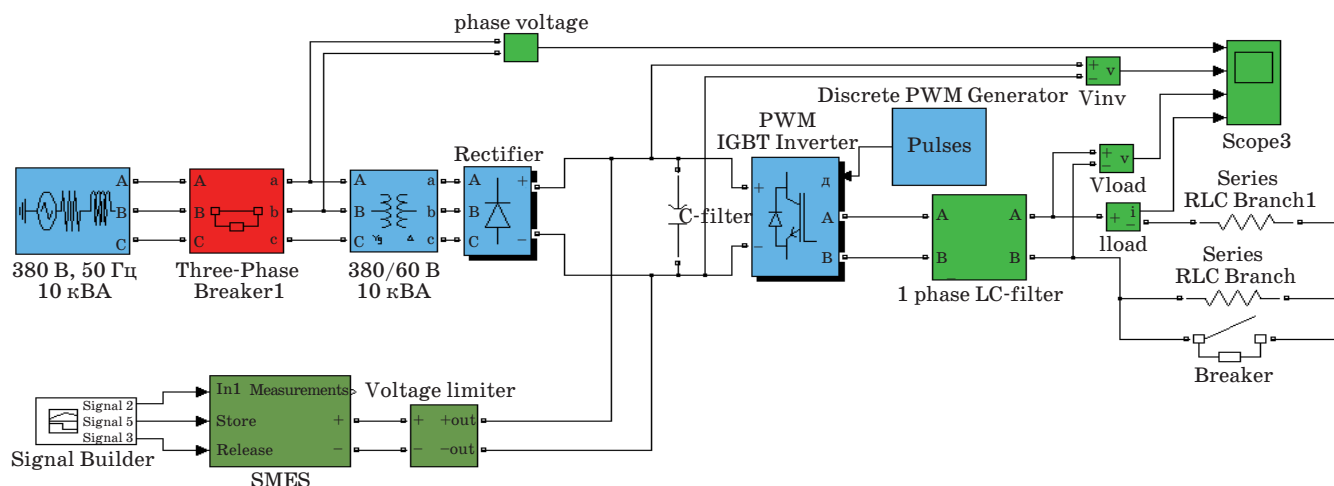


Рис. 7. Модель совместной работы СПИН с сетью переменного тока

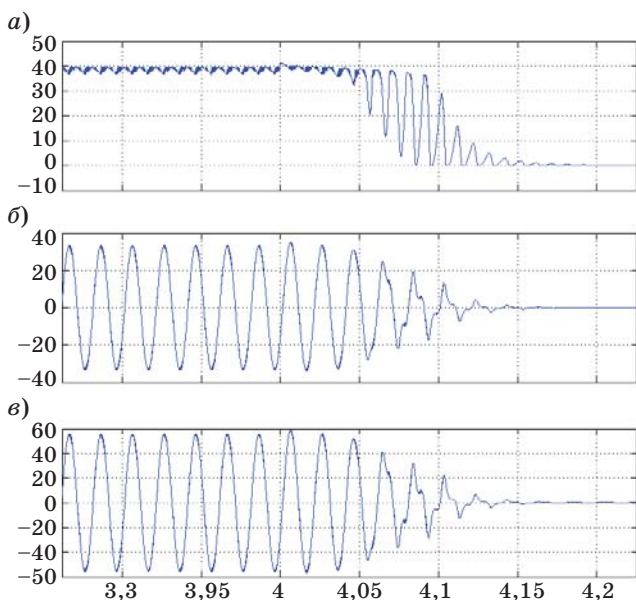


Рис. 8. Совместная работа СПИН с сетью переменного тока (отключение сети при $t = 4$): а — изменение напряжения на накопителе; б — изменение напряжения на нагрузке; в — изменение тока на нагрузке

В случае применения СПИН для стабилизации напряжения в цепи переменного тока необходимо дополнить систему однофазным инвертором напряжения. Модель такой системы представлена на рис. 7, а результаты ее работы — на рис. 8, а–в.

Результаты исследований работы отдельных сверхпроводниковых электромеханических и электроэнергетических устройств в статических и динамических режимах [3, 6–9] были использованы при построении математических моделей, необходимых для решения задачи синтеза параметров закона управления СВУ обобщенным методом Галеркина.

Метод синтеза параметров регулятора

Если предположить, что импульсный элемент генерирует решетчатую функцию с периодом T , образованную из входного непрерывного сигнала, то сигнал на выходе импульсного элемента определяется выражением вида [10, 11]

$$x^*(t) = x(t)|_{t=nT},$$

где T — период квантования.

Можно представить, что идеальный импульсный элемент генерирует с периодом T последовательность бесконечно коротких импульсов типа δ -функции, площадь которых пропорциональна непрерывному сигналу на входе импульсного элемента в моменты времени $t = nT$ [10, 11]

$$x^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)\delta(t - nT). \quad (2)$$

Здесь

$$x(nT) = \int_0^{\infty} x(t)\delta(t - nT)dt$$

— величина n -го дискретного значения; $\delta(t - nT)$ — задержанная импульсная функция, существующая при $t = nT$; T — период прерывания, интервал времени между соседними импульсами.

Таким образом, импульсный элемент эквивалентен модулятору, в котором в качестве модулирующего сигнала используется входной сигнал $x(t)$, а в качестве несущего — последовательность единичных импульсов

$$\sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - nT).$$

В этом случае система автоматического управления, содержащая модулятор и нелинейный

элемент, в общем виде описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$\begin{aligned} & Q(c_k, D)x(t) + Q^*(c_k, D)x^*(t) + \\ & + R(c_k, D)y(t) + R^*(c_k, D)y^*(t) = \\ & = S(c_k, D)f(t) + S^*(c_k, D)f^*(t), \end{aligned} \quad (3)$$

где $x(t)$, $x^*(t)$ — исследуемая координата на входе и выходе модулятора соответственно, относительно которой записано уравнение движения синтезируемой САУ; $f(t)$, $f^*(t)$ — внешнее входное воздействие на входе и выходе модулятора соответственно; $y(t) = F[x(t)]$, $y^*(t) = F[x^*(t)]$ — нелинейные функции;

$$\begin{aligned} Q(c_k, D) &= \sum_{i=0}^n a_i(c_k)D^i; \quad Q^*(c_k, D) = \sum_{i=0}^{n^*} a_i^*(c_k)D^i; \\ R(c_k, D) &= \sum_{i=0}^u b_i(c_k)D^i; \quad R^*(c_k, D) = \sum_{i=0}^{u^*} b_i^*(c_k)D^i; \\ S(c_k, D) &= \sum_{i=0}^v e_i(c_k)D^i; \quad S^*(c_k, D) = \sum_{i=0}^{v^*} e_i^*(c_k)D^i \end{aligned}$$

— полиномы оператора обобщенного дифференцирования D с вещественными постоянными коэффициентами степеней n , n^* , u , u^* , v , v^* соответственно.

Очевидно, что при описании динамики импульсных САУ с одним нелинейным элементом в частных случаях часть слагаемых уравнения (3) может отсутствовать. Также необходимо отметить, что запись уравнения движения относительно координаты входа нелинейного звена дает несомненные преимущества при реализации метода синтеза систем на основе обобщенного метода Галеркина. Это связано с упрощением процедуры определения соотношений вида «вход-выход» интегралов Галеркина.

В уравнении (3) применяется универсальная координата времени. Это дает возможность использовать дискретно-непрерывные модели систем, определяющих их описание на каждом из интервалов дискретности, и позволяет без перехода к разностным уравнениям, которые требуют получения аналитических решений нелинейных нестационарных дифференциальных уравнений, решать задачу синтеза обобщенным методом Галеркина с единых математических позиций для САУ широкого класса [10, 11].

Характерным для электроэнергетических систем и комплексов является экспоненциальный характер динамических процессов, поэтому в качестве желаемого программного движения [4] принимается процесс вида

$$x^0(t) = (x_y + H^* e^{-at})\mathbf{1}(t), \quad (4)$$

где x_y — значение желаемого процесса $x^0(t)$ при $t = \infty$; $H^* = x_0 - x_y$; x_0 — начальное значение желаемого процесса в момент времени $t = +0$.

Желаемое программное движение на выходе импульсного элемента будет иметь вид

$$x^{0*}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} (x_y + H^* e^{-anT})\delta(t - nT). \quad (5)$$

Поставим желаемое программное движение (4) в уравнение движения системы (3) и образуем невязку

$$\begin{aligned} \psi(c_k, t) &= Q(c_k, D)x^0(t) + Q^*(c_k, D)x^{0*}(t) + \\ & + R(c_k, D)F[x^0(t)] + R^*(c_k, D)F[x^{0*}(t)] - \\ & - S(c_k, D)f(t) - S^*(c_k, D)f^*(t). \end{aligned} \quad (6)$$

Если предположить, что система с синтезированными параметрами заведомо устойчива, то значения искоемых параметров определяются из условия ортогональности невязки (6) координатным функциям $\varphi_q(t)$, выбранным в виде ряда вещественных экспонент [10–13]

$$\int_0^{\infty} \psi(c_k, t)\varphi_q(t)dt = 0, \quad k, q = 1, 2, \dots, m, \quad (7)$$

что приводит к следующей системе алгебраических уравнений:

$$\begin{aligned} & \int_0^{\infty} Q(c_k, D)x^0(t)\varphi_q(t)dt + \int_0^{\infty} Q^*(c_k, D)x^{0*}(t)\varphi_q(t)dt + \\ & + \int_0^{\infty} R(c_k, D)F[x^0(t)]\varphi_q(t)dt + \\ & + \int_0^{\infty} R^*(c_k, D)F[x^{0*}(t)]\varphi_q(t)dt - \\ & - \int_0^{\infty} S(c_k, D)f(t)\varphi_q(t)dt - \\ & - \int_0^{\infty} S^*(c_k, D)f^*(t)\varphi_q(t)dt = 0, \\ & k, q = 1, 2, \dots, m. \end{aligned} \quad (8)$$

Решая систему из m алгебраических уравнений (8), определяем значения варьируемых параметров оператора управления. Поскольку задача синтеза решается при ограничениях на значения искоемых параметров, наложенных, исходя из возможности их технической реализации, ограничениях на устойчивость и грубость САУ с синтезированными параметрами, а также в силу того, что, как правило, имеет место нелинейная зависимость между варьируемыми

параметрами, то строго равенство (7) выполняться не будет [10–13]. Поэтому задача синтеза параметров обобщенным методом Галеркина в вычислительном плане представляет собой задачу нелинейного программирования с целевой функцией, построенной на основе уравнений (8) и имеющей вид

$$J = \sum_{q=1}^m \left\{ \int_0^{\infty} \psi(c_k, t) \varphi_q(t) dt \right\}^2, \quad \min_{c_k} J \rightarrow 0, \quad (9)$$

оптимум которой определяется при ограничениях, отмеченных выше, путем использования известных методов поиска экстремума функционала [12, 13].

С учетом уравнения (6) целевая функция принимает вид

$$J = \sum_{q=1}^m \left\{ \sum_{i=0}^n a_i(c_k) A_{qi} + \sum_{i=0}^{n^*} a_i^*(c_k) A_{qi}^* + \sum_{i=0}^u b_i(c_k) B_{qi} + \sum_{i=0}^{u^*} b_i^*(c_k) B_{qi}^* - \sum_{i=0}^v e_i(c_k) C_{qi} - \sum_{i=0}^{v^*} e_i^*(c_k) C_{qi}^* \right\}^2, \quad q = 1, 2, \dots, m,$$

где

$$\begin{aligned} A_{qi} &= \int_0^{\infty} D^i \{x^0(t)\} e^{-\rho_q t} dt, \quad i = 0, 1, \dots, n; \\ A_{qi}^* &= \int_0^{\infty} D^i \{x^{0*}(t)\} e^{-\rho_q t} dt, \quad i = 0, 1, \dots, n^*; \\ B_{qi} &= \int_0^{\infty} D^i \{F[x^0(t)]\} e^{-\rho_q t} dt, \quad i = 0, 1, \dots, u; \\ B_{qi}^* &= \int_0^{\infty} D^i \{F[x^{0*}(t)]\} e^{-\rho_q t} dt, \quad i = 0, 1, \dots, u^*; \\ C_{qi} &= \int_0^{\infty} D^i \{f(t)\} e^{-\rho_q t} dt, \quad i = 0, 1, \dots, v; \\ C_{qi}^* &= \int_0^{\infty} D^i \{f^*(t)\} e^{-\rho_q t} dt, \quad i = 0, 1, \dots, v^*. \end{aligned}$$

Интегралы Галеркина A_{qi} , B_{qi} , C_{qi} были определены ранее [4] для программного движения (4) на входе аппроксимированного аналитически нелинейного элемента и внешнего скачкообразного входного воздействия.

Интегральное соотношение, определяющее C_{qi}^* , для внешнего воздействия вида $f(t) = H1(t)$, которое на выходе импульсного элемента [в соответствии с (2)] будет

$$f^*(t) = H1^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} H\delta(t - nT), \quad (10)$$

в соответствии с [10, 11] имеет вид

$$C_{qi}^* = \int_0^{\infty} D^i \left\{ H \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - nT) \right\} e^{-\rho_q t} dt = C_{qi}^* \rho_q^i, \quad i = 1, 2, \dots, v^*, \quad (11)$$

где $C_q^* = \frac{H}{1 - e^{-\rho_q T}}$, $q = 1, 2, \dots, m$.

Для процесса вида (5) интеграл Галеркина A_{qi}^* будет следующим:

$$A_{qi}^* = \int_0^{\infty} D^i \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} [x_y + H^* e^{-\alpha n T}] \delta(t - nT) \right\} e^{-\rho_q t} dt = A_{qi}^* \rho_q^i, \quad i = 1, 2, \dots, n^*, \quad (12)$$

где

$$A_q^* = \frac{x_y}{1 - e^{-\rho_q T}} + \frac{H^*}{1 - e^{-(\alpha + \rho_q) T}}, \quad q = 1, 2, \dots, m.$$

Таким образом, для распространения метода синтеза на импульсные САУ с аналитической аппроксимацией линейных характеристик необходимо определить интегралы B_{qi}^* .

Определение интегралов Галеркина B_{qi}^*

Рассмотрим вычисление интегралов B_{qi}^* для нелинейной функции вида (1) и процесса

$$x^0(t) = x_0 e^{-\alpha t} 1(t),$$

который на выходе импульсного модулятора приобретает вид

$$x^{0*}(t) = x_0 \sum_{n=0}^{\infty} e^{-\alpha n T} \delta(t - nT). \quad (13)$$

С учетом (13) процесс на выходе нелинейного элемента (1) будет

$$\begin{aligned} F \left[x_0 \sum_{n=0}^{\infty} e^{-\alpha n T} \delta(t - nT) \right] &= \\ &= \sum_{g=0}^l a_g x_0^g \sum_{n=0}^{\infty} (e^{-\alpha n T})^g \delta(t - nT). \end{aligned}$$

В результате требуется определить интеграл вида

$$B_{qi}^* = \int_0^{\infty} D^i \left\{ \sum_{g=0}^l a_g x_0^g \sum_{n=0}^{\infty} (e^{-\alpha n T})^g \delta(t - nT) \right\} e^{-\rho_q t} dt, \quad i = 1, 2, \dots, n^*.$$

Для вычисления данного интеграла в соответствии с методикой, подробно изложенной в работах [10, 11], используются соотношения, опреде-

ляющие обобщенную производную i -го порядка от функции $y^*(t) = F[x^*(t)]$:

$$D^i \left\{ F[x^{0*}(t)] \right\} = \sum_{n=0}^{\infty} F(nT) \delta^{(i)}(t - nT),$$

где $\delta^{(i)}(t - nT)$ — производные δ -функции Дирака порядка i ; $F(nT)$ — величина n -го дискретного значения функции $F[x^*(t)]$, являющейся выражением нелинейной функции в момент времени $t = nT$:

$$F(nT) = \int_0^{\infty} F(t) \delta(t - nT) dt,$$

а также соотношениями, определяющими правила действия с функциональными рядами

$$\int_a^b \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} f_k(x) \right\} dx = \sum_{k=0}^{\infty} \int_a^b f_k(x) dx, \quad [a \leq x \leq b];$$

$$D \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} f_k(x) dx \right\} = \sum_{k=0}^{\infty} D \{ f_k(x) dx \}, \quad k = 0, 1, \dots;$$

$$\int_0^{\infty} f(t) \delta^{(k)}(t - \tau) dt = (-1)^k f^{(k)}(\tau), \quad k = 0, 1, \dots,$$

последнее из которых описывает фильтрующее свойство δ -функции, существующей в момент времени $t = \tau$.

В результате получаем

$$B_{qi}^* = \int_0^{\infty} D^i \left\{ \sum_{g=0}^l a_g x_0^g \sum_{n=0}^{\infty} (e^{-anT})^g \delta(t - nT) \right\} e^{-\rho_q t} dt = B_{q0}^* \rho_q^i, \quad i = 1, 2, \dots, n^*,$$

$$\text{где } B_{q0}^* = \sum_{g=0}^l \frac{a_g x_0^g}{1 - e^{-(g\alpha + \rho_q)T}}.$$

Если на входе нелинейного элемента будет импульсный процесс вида

$$x^{0*}(t) = x_y \sum_{n=0}^{\infty} (1 - e^{-anT}) \delta(t - nT),$$

то требуется определить интеграл

$$B_{qi}^* = \int_0^{\infty} D^i \left\{ \sum_{g=0}^l a_g x_y^g \sum_{n=0}^{\infty} (1 - e^{-anT})^g \delta(t - nT) \right\} e^{-\rho_q t} dt, \quad i = 1, 2, \dots, n^*.$$

Для разных значений g получаем интегральные соотношения, приведенные в таблице, из которой следует, что распределение коэффициентов числителей слагаемых интегральных соотношений соответствует треугольнику Паскаля. Это дает возможность обобщить полученные результаты на общий случай $g = l$. В результате получаем

$$B_{qi}^* = \int_0^{\infty} D^i \left\{ \sum_{g=0}^l a_g x_y^g \sum_{n=0}^{\infty} (1 - e^{-anT})^g \delta(t - nT) \right\} \times e^{-\rho_q t} dt = B_{q0}^* \rho_q^i, \quad i = 1, 2, \dots, n^*,$$

где

$$B_{q0}^* = \sum_{g=0}^l a_g x_y^g \sum_{k=0}^g \frac{(-1)^k C_g^k}{1 - e^{-(k\alpha + \rho_q)T}}, \quad C_g^k = \frac{g!}{k!(g-k)!}$$

— число возможных сочетаний из g по k .

■ Аналитические соотношения, определяющие интегралы B_{q0}^*

g	B_{q0}^*
0	$a_0 \left[\frac{1}{1 - e^{-\rho_q T}} \right]$
1	$a_1 x_y \left[\frac{1}{1 - e^{-\rho_q T}} - \frac{1}{1 - e^{-(\alpha + \rho_q)T}} \right]$
2	$a_2 x_y^2 \left[\frac{1}{1 - e^{-\rho_q T}} - \frac{2}{1 - e^{-(\alpha + \rho_q)T}} + \frac{1}{1 - e^{-(2\alpha + \rho_q)T}} \right]$
3	$a_3 x_y^3 \left[\frac{1}{1 - e^{-\rho_q T}} - \frac{3}{1 - e^{-(\alpha + \rho_q)T}} + \frac{3}{1 - e^{-(2\alpha + \rho_q)T}} - \frac{1}{1 - e^{-(3\alpha + \rho_q)T}} \right]$
4	$a_4 x_y^4 \left[\frac{1}{1 - e^{-\rho_q T}} - \frac{4}{1 - e^{-(\alpha + \rho_q)T}} + \frac{6}{1 - e^{-(2\alpha + \rho_q)T}} - \frac{4}{1 - e^{-(3\alpha + \rho_q)T}} + \frac{1}{1 - e^{-(4\alpha + \rho_q)T}} \right]$
5	$a_5 x_y^5 \left[\frac{1}{1 - e^{-\rho_q T}} - \frac{5}{1 - e^{-(\alpha + \rho_q)T}} + \frac{10}{1 - e^{-(2\alpha + \rho_q)T}} - \frac{10}{1 - e^{-(3\alpha + \rho_q)T}} + \frac{5}{1 - e^{-(4\alpha + \rho_q)T}} - \frac{1}{1 - e^{-(5\alpha + \rho_q)T}} \right]$

Таким образом, полученные рекуррентные соотношения дают возможность полностью алгебраизировать решение задачи синтеза параметров регуляторов САУ, содержащих идеальный амплитудно-импульсный модулятор и аналитически аппроксимированные нелинейные характеристики, динамика которых описывается дифференциальными уравнениями произвольно высокого порядка. В соответствии с работами [10, 11] полученные результаты легко распространяются на случай систем с идеальным амплитудно-импульсным модулятором и экстраполятором нулевого порядка путем умножения полученных интегральных соотношений A_{qi}^* , B_{qi}^* , C_{qi}^* на множитель $\frac{1 - e^{-\rho_q T}}{\rho_q}$.

Литература

1. Чубраева Л. И. Обзор развития сверхпроводниковых электрических машин // Формирование современного информационного общества — проблемы, перспективы, инновационные подходы. Круглый стол «Инновационные технологии в электромеханике, энергетике и системах управления» (к 120-летию академика М. П. Костенко): сб. докл. Междунар. форума, Санкт-Петербург, 6–11 июня 2010 г. СПб.: ГУАП, 2010. С. 9–26.
2. Чубраева Л. И., Шишлаков В. Ф. Роль информационных технологий при создании новой техники // Информационно-управляющие системы. 2012. № 4. С. 10–15.
3. Chubraeva L. I., Shyshlakov V. F., Turubanov M. A., Tymofeyev S. S., Volkov D. A. Development of a Model Wind and Solar Power Installation Comprising High-Temperature Superconductors // Energy Science and Technology. 2013. Vol. 6. N 2. P. 64–70. DOI:10.3968/j.est.1923847920130602.2374
4. Чубраева Л. И., Шишлаков В. Ф. Синтез электро-механических систем автоматического управления при аналитической аппроксимации характеристик нелинейных элементов // Информационно-управляющие системы. 2014. № 2. С. 2–8.
5. Львовский Е. Н. Статистические методы построения эмпирических формул: учеб. пособие для втузов. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. шк., 1988. — 239 с.
6. Андреев Е. А., Волков Д. А., Орлов А. Р., Чубраева Л. И., Шишлаков В. Ф. Автономная электроэнергетическая установка с использованием высокотемпературных сверхпроводников // Сверхпрово-

Заключение

Разработанные теоретические положения, основывающиеся на обобщенном методе Галеркина, позволили распространить данный математический аппарат на импульсные САУ при аналитической аппроксимации нелинейных статических характеристик. С использованием результатов экспериментальных исследований сверхпроводниковых элементов и устройств обобщенным методом Галеркина решена задача синтеза алгоритма управления комбинированной солнечной и ветроэнергетической установкой со сверхпроводниковым синхронным генератором и сверхпроводниковыми силовыми регуляторами тока.

димность: исследования и разработки. 2009. № 14. С. 7–12.

7. Мартынов А. А., Орлов А. Р., Тимофеев С. С., Чубраева Л. И., Шишлаков В. Ф. Совместная работа ВТСП устройств автономной электроэнергетической установки // Сверхпроводимость: исследования и разработки. 2009. № 14. С. 13–22.
8. Физическое моделирование потерь на трение в режиме холостого хода синхронного ВТСП-двигателя / Е. Н. Андреев, Д. А. Волков, А. Р. Орлов, С. С. Тимофеев, М. А. Турубанов, Л. И. Чубраева, В. Ф. Шишлаков // Информационно-управляющие системы. 2011. № 3. С. 34–38.
9. Физическое моделирование процессов в ВТСП-проводах и изделиях / Е. Н. Андреев, Д. А. Волков, А. Р. Орлов, С. С. Тимофеев, М. А. Турубанов, Л. И. Чубраева, В. Ф. Шишлаков // Информационно-управляющие системы. 2011. № 4. С. 47–52.
10. Шишлаков В. Ф. Синтез нелинейных САУ с различными видами модуляции: монография / СПбГУАП. — СПб., 1999. — 268 с.
11. Никитин А. В., Шишлаков В. Ф. Параметрический синтез нелинейных систем автоматического управления: монография / под ред. В. Ф. Шишлакова; СПбГУАП. — СПб., 2003. — 358 с.
12. Анализ и оптимальный синтез на ЭВМ систем управления / под ред. А. А. Воронова и И. А. Огурка. — М.: Наука, 1984. — 340 с.
13. Алгоритмы динамического синтеза нелинейных автоматических систем / под ред. А. А. Воронова и И. А. Огурка. — СПб.: Энергоатомиздат, 1992. — 334 с.

UDK 681.51

Impulse Control System for Combined Solar and Wind Installation with Superconductor EquipmentTurubanov M. A.^a, Head of the Computational Laboratory, kaf_32@aanet.ruShishlakov V. F.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, kaf_32@aanet.ruShyshlakov A. V.^b, Programmer Engineer, shyshlakov@yahoo.com^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation^bGroup of companies RSC «Aurora», 15, Karbyshev St., 194021, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: There has been considered a PLC-based control system of electric power facility which includes superconductor equipment. **Method:** An inverted direct variation of the generalized Galerkin method has been used for control system design. **Results:** There have been obtained analytical “input/output” recurrence relations defining Galerkin integrals for analytically approximated nonlinear characteristics in case of an impulse exponential process at their inputs which application allows to fully algebraize a solution of the problem of continuous automatic control systems synthesis using the given type of approximation of nonlinear characteristics. **Practical relevance:** The developed theoretical statements based on the generalized Galerkin method have allowed using that mathematical model for automatic impulse control systems at analytical approximation of nonlinear static characteristics. Practical relevance of the research results is creation of the system of automatic control of a combined power facility with superconductive equipment.

Keywords – Superconductive Equipment, Electric Power Facility, Analytical Approximation, Impulse Nonlinear Systems, Generalized Galerkin Method.

References

1. Chubraeva L. I. A Review of the Development of Superconducting Electrical Machines. *Sbornik докладov Mezhdunarodnogo nauchno-tehnicheskogo foruma “Formirovanie sovremennogo informatsionnogo obshchestva — problemy, perspektivy, innovatsionnye podkhody”*. Kruglyi stol “Innovatsionnye tekhnologii v elektromekhanike, energetike i sistemakh upravleniia” (k 120-letiiu akademika M. P. Kostenko) [Proc. Int. Forum “The Formation of the Information Modern Society — Problems, Perspectives, Innovation Approaches”. Round work table “Innovative Technologies in Electromechanics, Energetic and Control Systems”]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2010. P. 9–26 (In Russian).
2. Chubraeva L. I., Shishlakov V. F. The Role of Information Technologies at Developing New Devices. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2012, no. 4, pp. 10–15 (In Russian).
3. Chubraeva L. I., Shyshlakov V. F., Turubanov M. A., Tymofeyev S. S., Volkov D. A. Development of a Model Wind and Solar Power Installation Comprising High-Temperature Superconductors. *Energy Science and Technology*, 2013, vol. 6, no. 2, pp. 64–70. DOI:10.3968/j.est.1923847920130602.2374
4. Chubraeva L. I., Shishlakov A. V. Synthesis of Electromechanical Automatic Control Systems Using an Analytical Approximation of Nonlinear Component Characteristics. *Informacionno-upravljajushhie sistemy*, 2014, no. 2, pp. 2–8 (In Russian).
5. L'vovskij E. N. *Statisticheskie metody postroeniia empiricheskikh formul* [The Statistics Methods for Constructing Empirical Formulas]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 1988. 239 p. (In Russian).
6. Andreev E. A., Volkov D. A., Orlov A. R., Chubraeva L. I., Shishlakov V. F. Self-Contained Electricity Generating Unit with High-Temperature Superconductors. *Sverkhprovodimost': issledovaniia i razrabotki*, 2009, no. 14, pp. 7–12 (In Russian).
7. Martynov A. A., Orlov A. R., Timofeev S. S., Chubraeva L. I., Shishlakov V. F. Team Work HTS Devices Independent Power Plant. *Sverkhprovodimost': issledovaniia i razrabotki*, 2009, no. 14, pp. 13–22 (In Russian).
8. Andreev E. N., Volkov D. A., Orlov A. R., Timofeev S. S., Turubanov M. A., Chubraeva L. I., Shishlakov V. F. Physical Simulation of Friction Loss in Idling Synchronous Generators. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2011, no. 3, pp. 34–38 (In Russian).
9. Andreev E. N., Volkov D. A., Orlov A. R., Timofeev S. S., Turubanov M. A., Chubraeva L. I., Shishlakov V. F. Physical Simulation of the Processes in HTSC Wires. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2011, no. 4, pp. 47–52 (In Russian).
10. Shishlakov V. F. *Sintez nelineinykh SAU s razlichnymi vidami moduljatsii* [Synthesis of Nonlinear Systems with Different Types of Modulation]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 1999. 268 p. (In Russian).
11. Nikitin A. V., Shishlakov V. F. *Parametricheskii sintez nelineinykh sistem avtomaticheskogo upravleniia* [Synthesis of the Parameters of Nonlinear Automatic Control Systems]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2003. 358 p. (In Russian).
12. *Analiz i optimal'nyi sintez na EVM sistem upravleniia* [Computer Analysis and Optimal Synthesis Automatic Control Systems]. Moscow, Nauka Publ., 1984. 340 p. (In Russian).
13. *Algoritmy dinamicheskogo sinteza nelineinykh avtomaticheskikh sistem* [Algorithms of Dynamic Synthesis of Nonlinear Automatic Control Systems]. Saint-Petersburg, Energoatomizdat Publ., 1992. 334 p. (In Russian).

УДК 681.324

АЛГОРИТМЫ И ПРОГРАММНЫЕ СРЕДСТВА ТЕСТИРОВАНИЯ БОРТОВЫХ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ИНТЕГРИРОВАННОЙ МОДУЛЬНОЙ АВИОНИКИ

О. Л. Захарова^{а, б}, аспирант, заместитель начальника отдела

Ю. А. Кирсанова^{а, б}, аспирант, начальник отдела

Е. В. Книга^{а, б}, аспирант, старший инженер

И. О. Жаринов^{а, б}, доктор техн. наук, руководитель учебно-научного центра

^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

Постановка проблемы: проектирование изделий вычислительной техники в классе структур интегрированной модульной авионики, предназначенных для эксплуатации в авиационной промышленности, сопряжено с необходимостью разрабатывать специализированные алгоритмы и программные средства контроля технического состояния аппаратуры. Алгоритмы контроля гарантируют заданную полноту и достоверность проверки при проведении этапов тестирования мультипроцессоров и их компонентов на заводе-изготовителе и в эксплуатации. Целью исследования является разработка алгоритмов и программных средств тестирования бортовых цифровых вычислительных систем интегрированной модульной авионики. **Методы:** контроль состояния аппаратуры осуществляется в составе автоматизированного рабочего места (на заводе-изготовителе) и автономно (в эксплуатации). Алгоритмы контроля предусматривают проверку физической исправности компонентов авионики и проверку логических связей компонентов (протоколов обмена), задействованных в вычислительных процессах. **Результаты:** получены алгоритмы тестирования мультивычислителя и его компонентов, предназначенные для проверки изделий автономно и в составе автоматизированного рабочего места. Основу алгоритмов образуют процедуры проверки исправности ячеек памяти модулей авионики и целостности внутриблочных линий передачи информации. Для алгоритмов тестирования, используемых в составе рабочего места, задействована схема петлевого контроля каналов обмена. Отличительная особенность алгоритмов автономного тестирования мультивычислителя основана на процедуре многократной параллельной проверки модулей авионики, в которой каждый модуль инициирует проверку и осуществляет контроль всех других модулей изделия с принятием решения об исправности изделия после получения результатов контроля, выполненных по схеме «точка-точка». Программная реализация алгоритмов тестирования выполнена по модульному принципу с разделением компонентов на загружаемые в изделие, динамически загружаемые в модули авионики и выполняемые на инструментальной ЭВМ автоматизированного рабочего места. **Практическая значимость:** результаты работы получены при выполнении научно-исследовательской и опытно-конструкторской работы по созданию перспективных образцов вычислительной техники в классе аппаратуры интегрированной модульной авионики. Результаты работы доведены до промышленного образца, находящегося в настоящее время на этапе испытаний.

Ключевые слова — интегрированная модульная авионика, тестирование.

Введение

Современные подходы к проектированию перспективных бортовых цифровых вычислительных систем (БЦВС) и их компонентов неразрывно связаны с внедрением и исследованием проектных решений в рамках существующей концепции интегрированной модульной авионики (ИМА) [1–7]. Одним из этапов проектирования БЦВС является этап разработки средств контроля БЦВС.

В настоящее время не существует общепринятой методики построения технических средств контроля БЦВС класса ИМА, отдельными исследователями и разработчиками предлагаются модели для построения математического обеспечения автоматизированных рабочих мест (АРМ) [8–19] для отработки многомодульных компонентов авионики, функционирующих в многозадачном режиме.

Принцип построения автоматизированных рабочих мест

Бортовая цифровая вычислительная система класса ИМА представляет собой интегрированную вычислительную платформу, в состав которой входят (рис. 1) [2, 4, 15]:

— аппаратные средства: быстросменные конструктивно-функциональные модули (КФМ): модули вычислительные *МВ*, модули ввода-вывода *МВВ*, модули массовой памяти *ММП*, модули напряжений *МН*, модули графические *МГ*, — устанавливаемые в типовую несущую конструкцию (крейт);

— программные средства: функциональное программное обеспечение (ФПО), операционная система, поддерживающие программные средства, — управляющие ресурсами БЦВС в целях создания реконфигурируемой вычислительной среды.

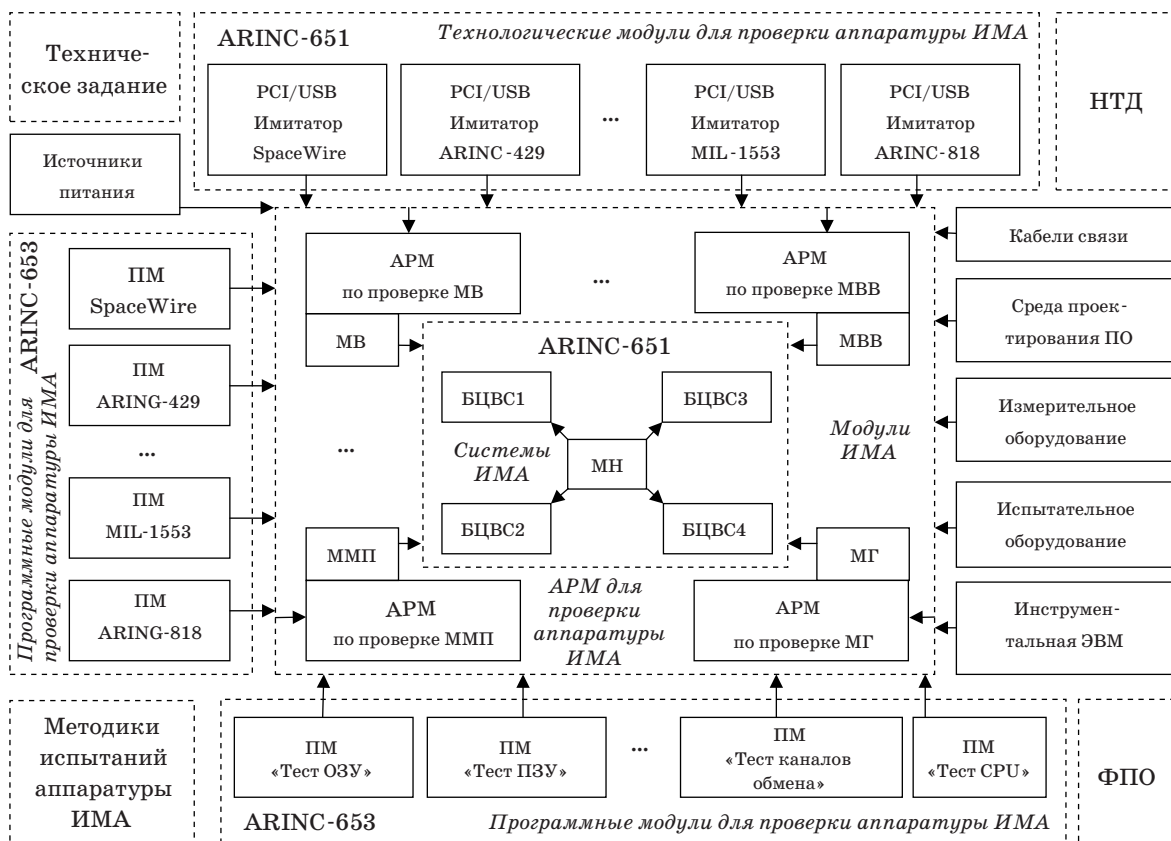


Рис. 1. Компоненты пространства проектных решений при синтезе АРМ по проверке аппаратуры класса ИМА

В состав средств контроля БЦВС и ее компонентов входят:

- инструментальная ЭВМ (персональный или промышленный компьютер);
- специализированное программное обеспечение (программные модули ПМ проверки ОЗУ, ПЗУ, проверки каналов ввода-вывода, проверки центрального процессора (CPU — Central Processor Unit), программные модули поддержки бортовых интерфейсов ARINC-429, ARINC-818, MIL-1553, SpaceWire));
- специализированное аппаратное обеспечение (интерфейсные платы сопряжения инструментальной ЭВМ (через порты PCI/USB) и изделия (через интерфейсы ARINC-429, ARINC-818, MIL-1553, SpaceWire), а также соединительные кабели связи и источники питания).

В совокупности они представляют собой АРМ по проверке БЦВС. АРМ разрабатывается на основании технического задания в рамках действующей нормативно-технической документации НТД и также включает специальное измерительное и испытательное оборудование, методики испытаний БЦВС и ее компонентов (модулей). Для проверки КФМ, входящих в состав БЦВС, разрабатываются самостоятельные АРМ [9–13].

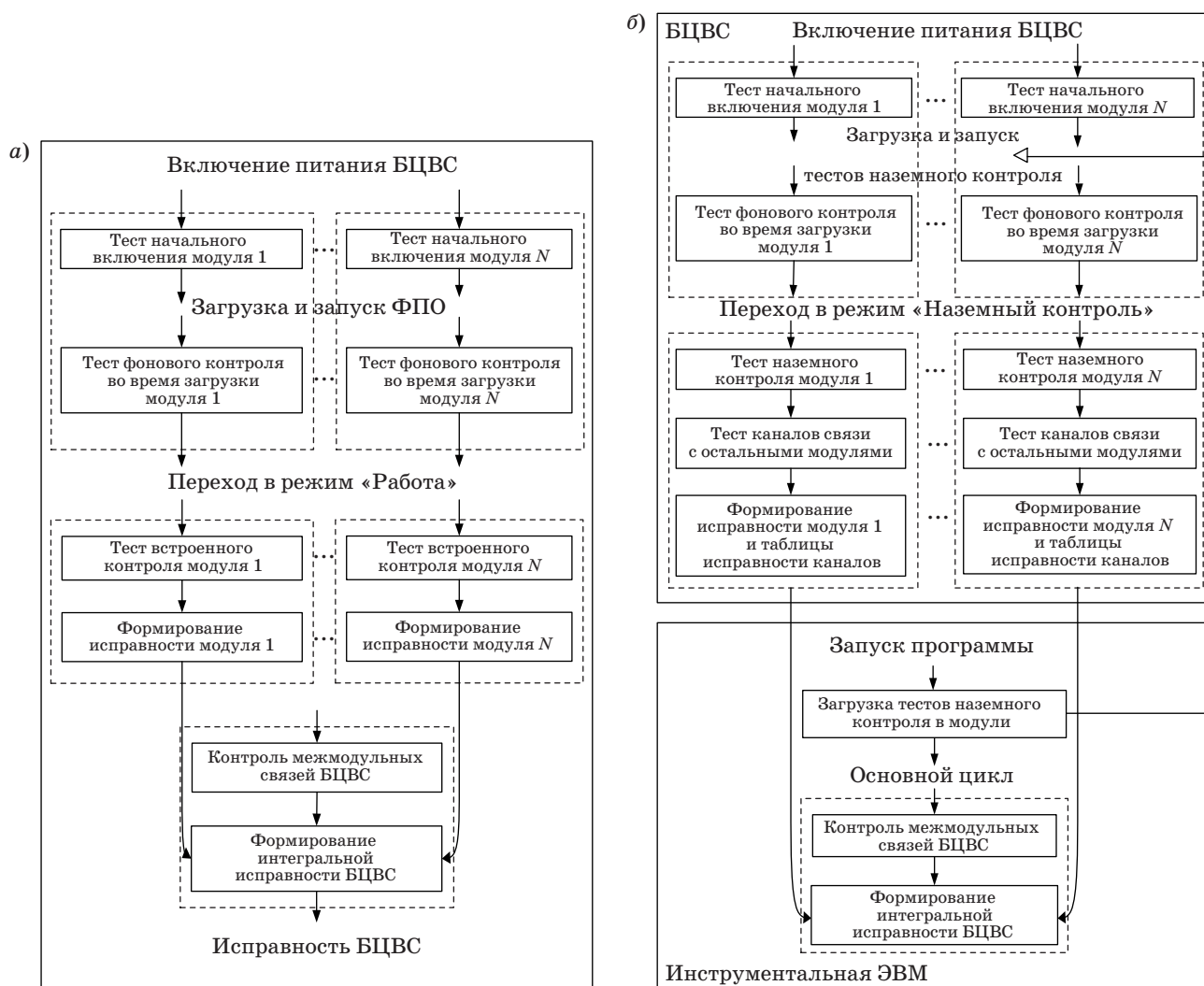
Обобщенные алгоритмы тестирования БЦВС класса ИМА

Для проверки функционирования БЦВС проводится тестовый контроль аппаратуры. При эксплуатации контроль осуществляется средствами встроенного контроля. Каждый модуль БЦВС имеет встроенные средства контроля. Встроенный контроль входит в состав базового программного обеспечения (ПО) каждого модуля. Для полной диагностики БЦВС используется специализированное ПО, которое обрабатывает сигналы состояния исправности отдельных модулей и формирует интегральный сигнал исправности БЦВС.

Определение технического состояния БЦВС при эксплуатации осуществляется средствами встроенного контроля (аппаратными и программно-логическими). Программно-логическими средствами контроля проводятся тесты:

- начального включения каждого входящего в БЦВС модуля;
- фонового контроля модуля во время загрузки ПО;
- встроенного контроля каждого входящего в БЦВС модуля.

Проверка БЦВС при эксплуатации осуществляется по алгоритму рис. 2, а с последующей



■ **Рис. 2.** Алгоритм проверки БЦВС: *а* — автономно, при выполнении тестов встроенного контроля; *б* — при изготовлении в составе АРМ

интеграцией информации об исправности всех модулей и исправности межмодульных связей в каждом узле для формирования интегральной исправности БЦВС в целом. Тестирование БЦВС при изготовлении производится по алгоритму рис. 2, б. Узел формирования интегральной исправности расположен в модуле массовой памяти [15].

Тест начального включения каждого модуля производит проверку исправности цифровой части модуля, а именно: ОЗУ, ПЗУ, процессорного элемента, ОЗУ устройств ввода-вывода (для модулей ввода-вывода) и внутримодульных каналов SpaceWire связи (для вычислительных модулей). Используется однозадачный режим для выполнения программы тестирования.

Тест фонового контроля модуля во время загрузки ПО производит проверку исправности доступных для контроля ячеек ОЗУ, ПЗУ; процес-

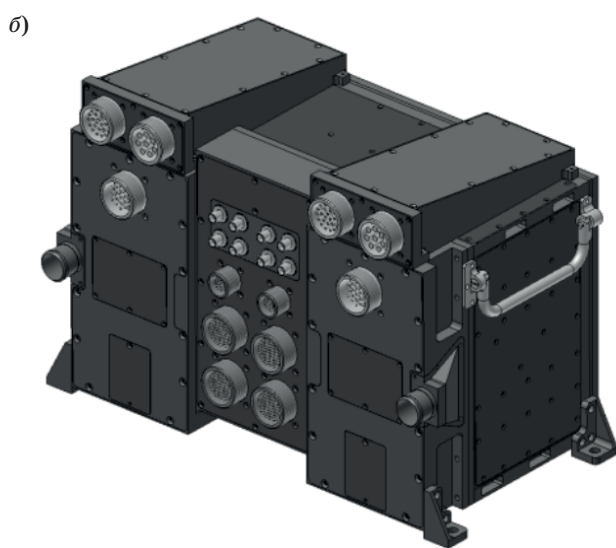
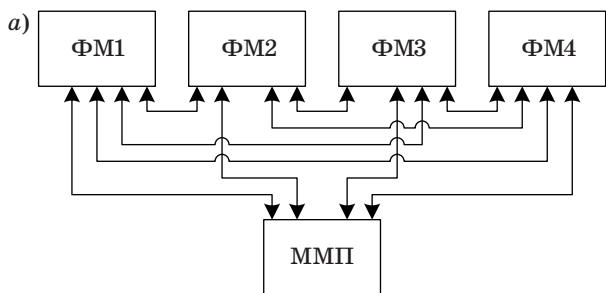
сорного элемента; ОЗУ устройств ввода-вывода (для модулей ввода-вывода); контрольных каналов устройств ввода-вывода (для модулей ввода-вывода) и внутримодульных каналов SpaceWire связи (для вычислительных модулей). В данном режиме выполняется тестовая программа на фоне выполнения программы загрузки в многозадачном режиме функционирования БЦВС.

Тест встроенного контроля модуля производит проверку исправности доступных для контроля ячеек памяти ОЗУ, процессорного элемента, доступных для проверки ячеек ОЗУ устройств ввода-вывода (для интерфейсных модулей). Результат исправности передается по внутримодульным каналам SpaceWire (для вычислительных модулей). В данном режиме выполняется тестовая программа на фоне выполнения функциональной программы под управлением операционной системы в режиме разделения времени.

Программное обеспечение проводит контроль межмодульных связей БЦВС и формирует интегральный сигнал исправности изделия на основе сигналов исправности всех модулей, полученных в результате выполнения тестов встроенного контроля модулей. Программа проверки БЦВС выполняется на фоне выполнения функциональной программы под управлением операционной системы в режиме разделения времени.

Пример алгоритма выявления неисправных компонентов БЦВС

Для наглядности рассматривается упрощенное схемотехническое решение по организации внутренней структуры БЦВС, подробно описанное в работах [3, 4, 12]. Структура БЦВС основана на комбинационной схеме сетевых топологий «полносвязная сеть» и «двойная звезда» [8, 16, 17]: БЦВС разделена на две идентичные подсистемы, каждая из которых состоит из МПП и четырех функциональных модулей ФМ (рис. 3, а). В качестве любого ФМ могут выступать МВ,



■ Рис. 3. Упрощенная функциональная схема одной подсистемы БЦВС (а) и БЦВС класса ИМА разработки ОКБ «Электроавтоматика» (б)

МВВ, МГ. Внешний вид БЦВС класса ИМА показан на рис. 3, б.

Каждый КФМ имеет коммутацию с остальными модулями БЦВС по отдельной внутренней линии связи SpaceWire, что позволяет отказаться от проведения внутреннего контроля каждого модуля и организовать инициирование внешнего функционального контроля. Внешний функциональный контроль повышает уровень полноты контроля за счет использования различных участков памяти, каналов ввода-вывода, внутрисистемного сетевого интерфейса. При этом для организации внешнего контроля схема проверки, состоящая из одного модуля, тестирующего соседний модуль, оказывается недостаточной [17]. Необходимо, чтобы каждый ФМ проходил три фазы проверки от разных модулей одной подсистемы БЦВС. Затем результат тестирования определяется по схеме мажорирования результатов тестирования КФМ во всех трех фазах проверки.

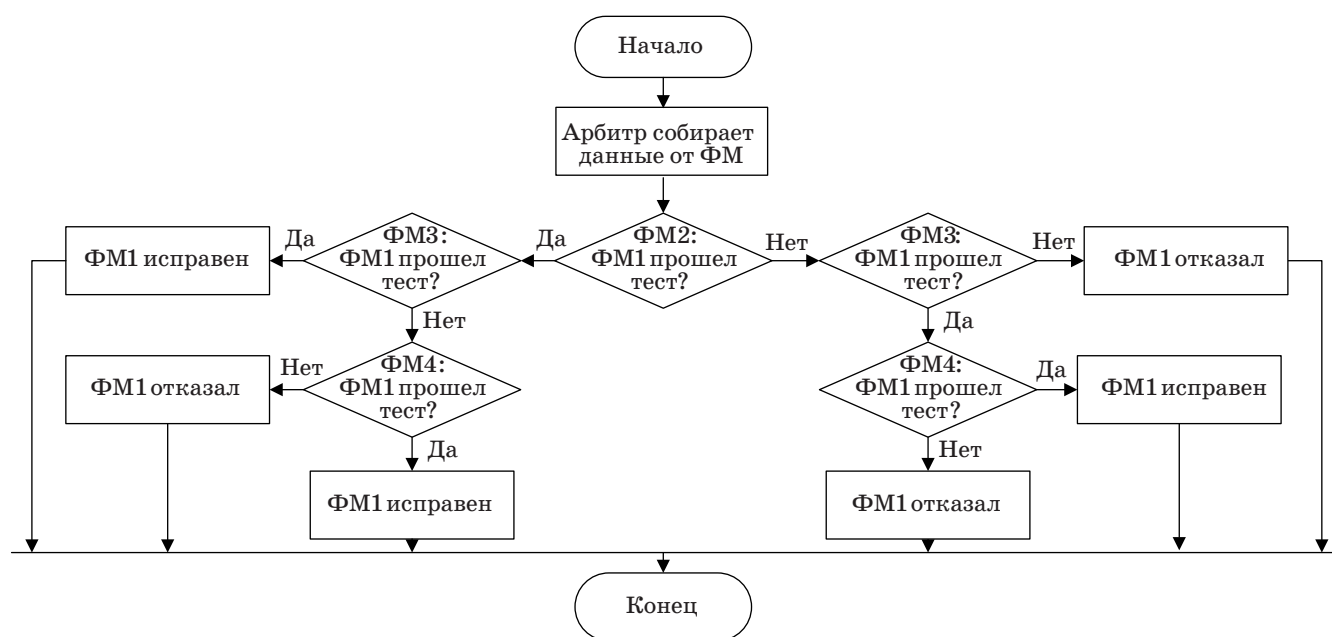
Таким образом, каждый КФМ иницирует тестирование по определенному параметру для трех других модулей одной подсистемы БЦВС. Причем все три фазы тестирования основаны на выполнении функциональной задачи, исполняемой в полете этим КФМ. Три ФМ передают проверяемому КФМ разные данные. Модуль эти данные обрабатывает, получает результат для каждого из предъявленных контрольных тестов и передает результат обратно тому модулю, который инициировал тест. Алгоритм прохождения контроля одним ФМ представляет собой реализацию следующих процедур [14].

1. Первый сторонний ФМ (например, ФМ₂) иницирует функциональный тест для проверяемого модуля ФМ₁. ФМ₁ выполняет данный тест, формирует результат тестирования и передает его ФМ₂.

2. ФМ₁ иницирует функциональный тест для ФМ₂. ФМ₂ выполняет тест и передает результат тестирования в ФМ₁. ФМ₁ сравнивает полученный ФМ₂ результат с эталонным результатом, содержащимся в памяти ФМ₁. Затем ФМ₁ передает модулю-арбитру МПП результат прохождения ФМ₂ тестового контроля: если эталонный результат совпадает с результатом, полученным от ФМ₂, значит ФМ₂ исправен и может продолжать выполнять бортовую задачу, если не совпадает — ФМ₂ неисправен.

3. Следующий сторонний ФМ (например, ФМ₃) иницирует функциональный тест для ФМ₁. ФМ₁ выполняет тест, формирует результат проверки и передает его ФМ₃.

4. ФМ₁ иницирует функциональный тест для ФМ₃, получает от него результат проверки, сравнивает его с эталонным значением и передает модулю-арбитру результат прохождения теста для ФМ₃: исправен или неисправен ФМ₃.



■ Рис. 4. Алгоритм анализа результатов тестирования для одного ФМ модулем-арбитром

5. Следующий сторонний ФМ (в данном случае ФМ₄) инициирует функциональный тест для ФМ₁. ФМ₁ выполняет данный тест, формирует результат и передает его ФМ₄.

6. ФМ₁ инициирует функциональный тест для ФМ₄, получает от него результат проверки, сравнивает его с эталонным значением и передает модулю-арбитру ММП результат прохождения ФМ₄ теста: исправен или неисправен ФМ₄.

Параллельно с этим при получении сторонними модулями, которые инициировали тест для ФМ₁, т. е. ФМ₂, ФМ₃ и ФМ₄, результатов от ФМ₁ эти модули сравнивают полученный результат с эталонным, который находится в их ячейках памяти, и направляют результат — исправен или неисправен ФМ₁ — модулю-арбитру ММП. Все модули проходят тестирование аналогичным образом, в том числе и модуль-арбитр ММП. Роль арбитра при тестировании ММП может выполнять любой ФМ.

Таким образом, все ФМ в одной подсистеме БЦВС проходят по три фазы тестирования, инициированные разными сторонними модулями одной подсистемы, и сами инициируют тестирование трех других ФМ.

После того как модуль-арбитр ММП получает все результаты прохождения всеми ФМ тестов, ММП анализирует эти результаты и либо формирует интегральный сигнал исправности БЦВС, либо (при обнаружении неисправного модуля) запускает процедуру реконфигурации всей вычислительной системы с исключением из обмена данными неисправного модуля в коммутируемой внутрисистемной сети SpaceWire.

Алгоритм анализа модулем-арбитром результатов выполнения тестов для одного ФМ представлен на рис. 4. Арбитр анализирует данные тестов от трех модулей, инициирующих тест для одного ФМ, и если от двух из них была получена информация о несовпадении контрольных значений выполнения тестов, модуль считается неисправным. Результаты тестирования для остальных функциональных модулей анализируются по аналогичной схеме.

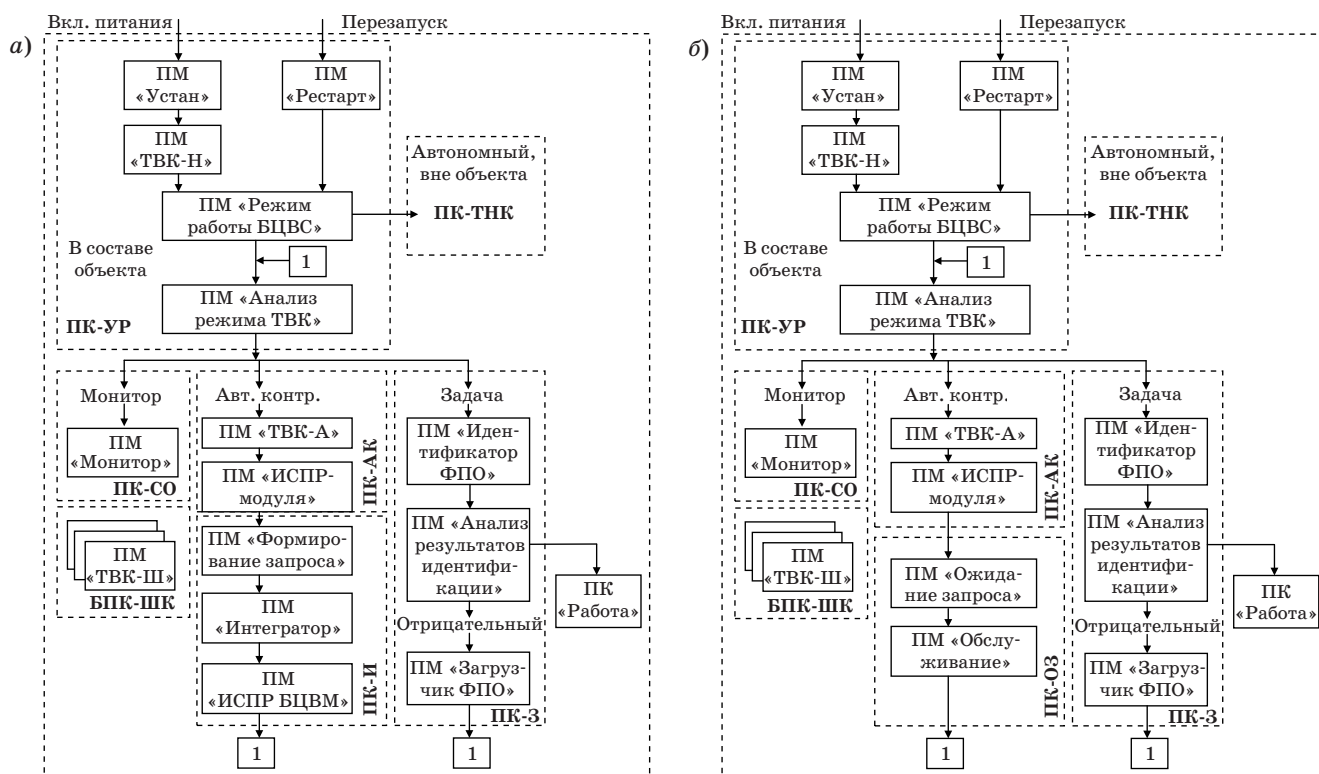
Программная реализация алгоритмов тестирования БЦВС

Структура программной реализации средств контроля исправности БЦВС класса ИМА показана на рис. 5, а и б.

В состав ПО средств контроля исправности БЦВС класса ИМА входят следующие программные компоненты (ПК) и ПМ.

1. Программный компонент управления режимами ПК-УР — обеспечивает:

- первичную инициализацию (установку) регистров микропроцессора и управляющих регистров программируемых логических схем КФМ;
- проверку работоспособности КФМ по начальному включению (после первичной подачи питания, после рестарта БЦВС из-за кратковременного перерыва питания на объекте или из-за возникшей в процессе работы ошибки);
- анализ режима работы БЦВС (в составе объекта, при проверке на заводе-изготовителе в составе рабочего места);



■ Рис. 5. Структура программной реализации средств контроля исправности компонентов БЦВС класса ИМА: а — ММП; б — МВ, МВВ, МГ

— анализ режима работы тестового ПО — тест наземного контроля (ТНК), тест встроенного контроля (ТВК), тест фонового контроля.

2. Программный компонент сервисного обслуживания *ПК-СО* — обеспечивает обмен данными по технологическим интерфейсам БЦВС с внешними устройствами (инструментальной ЭВМ, платами-имитаторами управляющих сигналов и т. д.) в режиме «Монитор», доступ к внутренним вычислительным ресурсам КФМ, загрузку и отдачку тестового и функционального ПО.

3. Программный компонент автономного контроля *ПК-АК* — обеспечивает процесс автоматизированного автономного контроля КФМ при наличии управляющего сигнала извне (на внешнем соединителе).

Контроль исправности КФМ осуществляется без участия операционной системы и ФПО. В случае положительного результата проверки в фиксированных ячейках ОЗУ формируется информация, подтверждающая исправность КФМ, в случае отрицательного результата — информация об обнаруженных неисправностях.

Компонент *ПК-АК* может выполняться из системного ПЗУ КФМ или может быть загружаемым извне и выполняться из ОЗУ КФМ.

4. Программный компонент исправности *ПК-И* — обеспечивает анализ состояния рабо-

тоспособности КФМ, входящих в БЦВС, путем их опроса по межмодульному внутреннему интерфейсу SpaceWire и формирование интегральной исправности БЦВС в режиме автономного контроля.

5. Библиотека программных компонентов штатного контроля *БПК-ШК* — обеспечивает проверку работоспособности КФМ в штатном режиме работы БЦВС.

Каждый программный компонент в составе *БПК-ШК* представляет собой законченную программно реализуемую процедуру проверки, обеспечивающую контроль исправности функционального узла КФМ и работающую под управлением операционной системы или ФПО.

Формирование интегральной исправности БЦВС осуществляется отдельной программной процедурой, также входящей в состав *БПК-ШК*.

6. Программный компонент тестов наземного контроля *ПК-ТНК* — обеспечивает проверку БЦВС на заводе-изготовителе.

Компонент входит в состав ПО АРМ (инструментальной ЭВМ) по проверке и настройке БЦВС и загружается в ОЗУ КФМ на время проверки в составе АРМ.

7. Программный компонент обслуживания запроса *ПК-ОЗ* — обеспечивает обслуживание запроса о состоянии исправности КФМ по межмодульному внутрисистемному интерфейсу SpaceWire.

8. Программный компонент загрузки ПК-3 — обеспечивает загрузку ФПО из МПП в оперативную память всех КФМ и его идентификацию по контрольным признакам (контрольные суммы данных и программ, принадлежность ПК и ПМ к конкретному виду КФМ и др.).

Организация контроля БЦВС класса ИМА при изготовлении

При изготовлении БЦВС на заводе-изготовителе необходимо проверить состояние аппаратуры вычислительной системы на функционирование. Для этого используется ПО АРМ по проверке БЦВС.

Техническое состояние БЦВС на АРМ проверки определяется средствами встроенного контроля (аппаратными, тестовыми) и средствами наземного контроля (тестовыми). Структура тестового контроля БЦВС на АРМ проверки БЦВС представлена на рис. 2, б и состоит из:

- теста начального включения каждого входящего в БЦВС модуля;
- теста фоновой проверки каждого модуля во время загрузки ПО;
- теста наземного контроля каждого входящего в БЦВС модуля;
- программы контроля БЦВС, работающей на инструментальной ЭВМ.

Процедуры выполнения тестов начального включения модуля и фоновой проверки модуля при проверке БЦВС в составе АРМ те же, что и при проверке БЦВС в режиме автономного тестирования.

Тест наземного контроля каждого модуля производит проверку исправности ячеек памяти ОЗУ, ПЗУ, процессорного элемента, ячеек памяти ОЗУ устройств ввода-вывода (для модулей ввода-вывода), каналов обмена устройств ввода-вывода. Результаты исправности передаются по внутримодульным каналам обмена SpaceWire. В данном режиме формируется сигнал исправности каждого модуля и таблица исправности каналов связи для последующей передачи результата проверки в основную программу контроля БЦВС.

Программа контроля БЦВС заносит тесты наземного контроля БЦВС в модули, проводит контроль внутрисистемных связей БЦВС и контроль внешних каналов обмена SpaceWire. Программа контроля БЦВС обрабатывает сигналы исправности модулей и формирует интегральную исправность БЦВС в целом.

Функциональная схема АРМ по проверке БЦВС представлена на рис. 6, а. АРМ обеспечивает [18, 19]:

- имитацию процессов ввода-вывода информации по каналам информационного обмена SpaceWire, по последовательным каналам

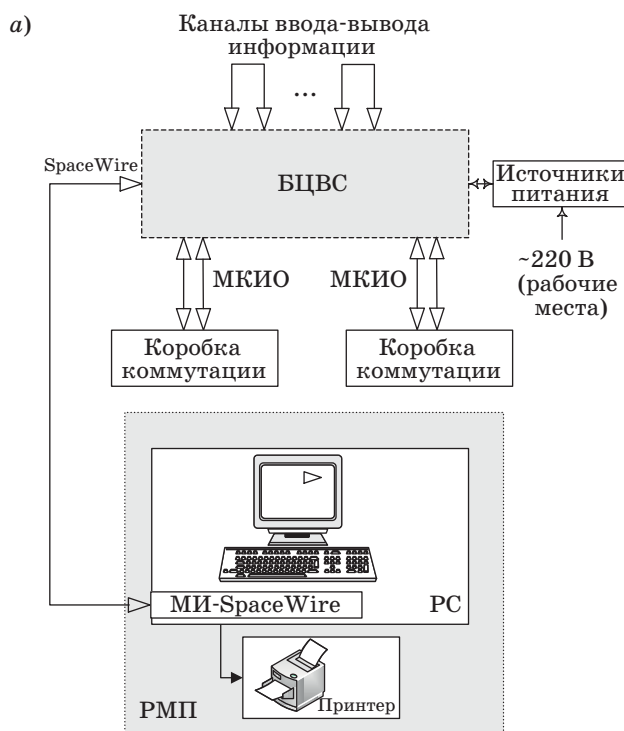
вывода и последовательным каналам приема (ARINC-429), по каналам дискретного вывода и дискретного приема, по мультиплексным каналам информационного обмена МКИО по MIL-1553;

- контроль и изменения выдаваемой информации;
- загрузку ПО, тестирование и документирование результатов.

Общий вид АРМ проверки БЦВС и сама проверяемая БЦВС показаны на рис. 6, б.

В состав АРМ проверки БЦВС входят [18, 19]:

- рабочее место проверки РМП с возможностью имитации информационного обмена по каналу SpaceWire;
- комплект соединительных жгутов (в том числе перемычки заземления);
- комплект источников питания;
- комплект эксплуатационной документации и методики проверки.



■ Рис. 6. Схема (а) и пример (б) АРМ для проверки БЦВС класса ИМА (БЦВС справа)

Рабочее место проверки имеет следующий состав:

— персональный компьютер (инструментальная ЭВМ) на базе архитектуры x86, возможности которого обеспечивают установку инструментальных средств проверки, со свободным слотом шины PCI;

— технологический модуль интерфейсный *MI-SpaceWire* (интерфейсный модуль поддержки каналов обмена SpaceWire), используется для сопряжения персонального компьютера и БЦВС класса ИМА;

— принтер для печати документации и документирования результатов тестирования БЦВС;

— тестовое ПО в составе лицензионной версии операционной системы Windows, под которой возможно выполнение специализированных программ проверки, и инструментальная программа загрузки и проверки БЦВС.

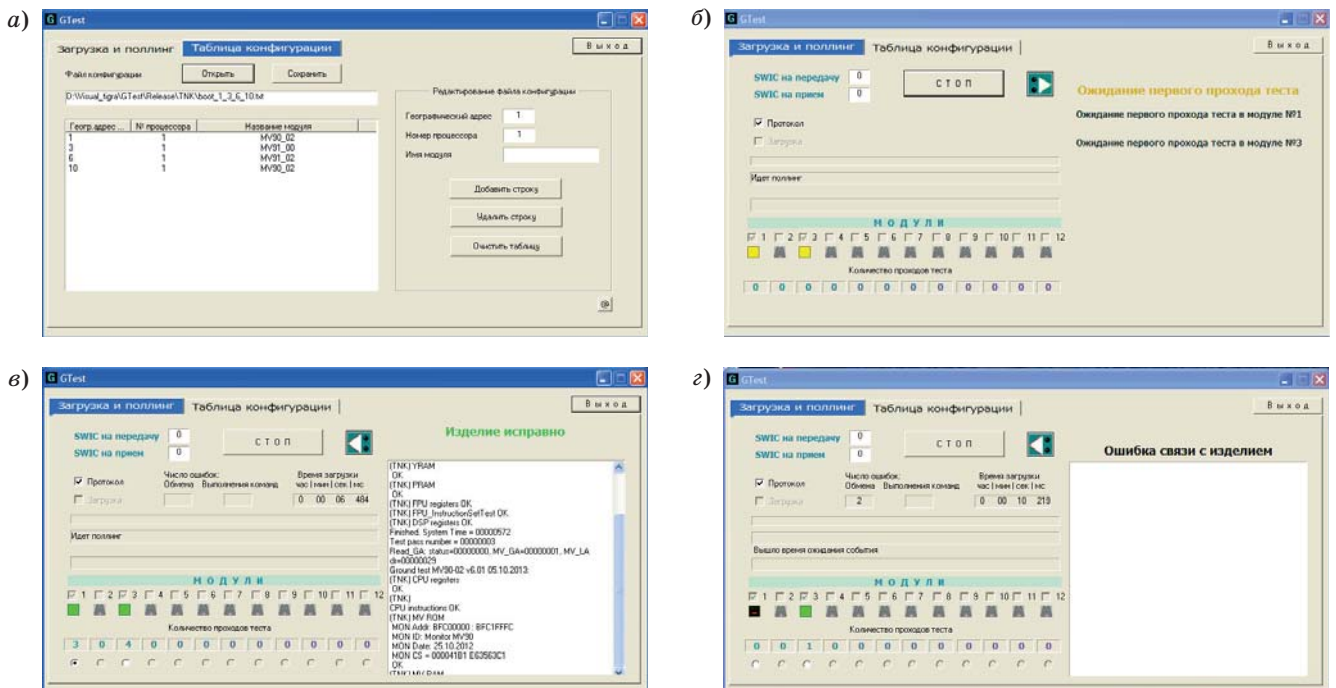
Инструментальная программа проверки БЦВС обеспечивает занесение в БЦВС тестового ПО по технологическому каналу SpaceWire и обмен информацией по рабочим каналам SpaceWire с модулями БЦВС в режиме проверки. Инструментальная программа проверки имеет опции «Загрузка и поллинг» и «Таблица конфигурации» и представляет собой САПР, предназначенную для контроля БЦВС.

В рабочем окне программы проверки в опции «Таблица конфигурации» исследователь задает набор модулей, входящих в тестируемую БЦВС,

с указанием их названия и порядка расположения в БЦВС. Заданная пользователем таблица конфигурации сохраняется в конфигурационном загрузочном текстовом файле, по которому на этапе занесения тестового ПО формируется набор тестов для каждого выбранного модуля. Набор тестов включает следующие программные модули (см. рис. 1): ПМ «Тест ОЗУ», ПМ «Тест ПЗУ», ПМ «Тест каналов обмена», ПМ «Тест CPU».

Опция «Загрузка и поллинг» обеспечивает занесение файлов теста наземного контроля для модулей БЦВС, указанных в файле конфигурации, по технологическому интерфейсу SpaceWire и запускает их на выполнение. Программа проверки начинает проведение процедуры циклического тестирования всех КФМ, запрашивая при этом статус исправности модулей в составе БЦВС и информацию о результатах прохождения теста каждого программного модуля.

Взаимодействие БЦВС и программы контроля БЦВС, работающей на инструментальной ЭВМ, осуществляется через коммутаторы вычислительных модулей по сетевому интерфейсу SpaceWire с использованием системы логической адресации КФМ. Информация о результатах выполнения всех этапов проверки (загрузки и тестирования) отображается на экране инструментальной ЭВМ и в файлах отчета для каждого КФМ. Внешний вид рабочих окон программы САПР по проверке БЦВС представлен на рис. 7, а–г.



■ **Рис. 7.** Рабочее окно программы САПР для проверки БЦВС: а — опция «Таблица конфигурации»; б — режим «Ожидание первого прохода теста»; в — режим «Процесс тестирования — изделие исправно»; г — режим «Процесс тестирования — один из модулей не отвечает на запросы»

Заключение

Изменения в принципах аппаратной и программной реализации изделий авионики, введенные в стандартах группы ARINC 651–ARINC 655, в значительной мере повлияли на принципы построения АРМ по проверке аппаратуры и на организацию процессов тестирования бортовых систем в целом.

Специфическими требованиями, присущими рабочим местам по проверке интегрированной авионики, являются:

— повышенный уровень контроля аппаратурной составляющей изделий;

— возможность имитации состояния отказа отдельных компонентов авионики для проверки режима реконфигурирования вычислительной системы;

— модульное построение ПО с разделением тестов проверки на компоненты, исполняемые на уровне каждого КФМ и вычислителя в целом в однозадачном и многозадачном режимах;

— открытость архитектуры рабочего места, обеспечивающая возможность изменения уровня сложности контроля изделия и контроль изделий одного класса сложности;

— внутрипроектная унификация как аппаратных средств, так и ПО АРМ проверки.

Литература

1. Гатчин Ю. А., Жаринов И. О. Основы проектирования вычислительных систем интегрированной модульной авионики. — М.: Машиностроение, 2010. — 224 с.
2. Парамонов П. П., Жаринов И. О. Интегрированные бортовые вычислительные системы: обзор современного состояния и анализ перспектив развития в авиационном приборостроении // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 2. С. 1–17.
3. Книга Е. В., Жаринов И. О., Богданов А. В., Виноградов П. С. Принципы организации архитектуры перспективных бортовых цифровых вычислительных систем в авионике // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 2. С. 163–165.
4. Пат. на полезную модель 108868 RU, МПК G06F 9/00. Платформа интегрированной модульной авионики / А. В. Богданов, Г. А. Васильев, П. С. Виноградов, К. А. Егоров, А. Н. Зайченко, И. В. Ковернинский, В. И. Петухов, А. Н. Романов, Е. В. Смирнов, Б. В. Уткин, Е. А. Федосов, А. В. Шукалов. — № 2011121962/08; заявл. 01.06.2011; опубл. 27.09.2011, Бюл. № 27. — 2 с.
5. Жаринов О. О., Видин Б. В., Шек-Иовсеянц Р. А. Принципы построения крейта бортовой многопроцессорной вычислительной системы для авионики пятого поколения // Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. 2010. № 4. С. 21–27.
6. Копорский Н. С., Видин Б. В., Жаринов И. О. Организация вычислительного процесса в многомашинном бортовом вычислительном комплексе // Изв. вузов. Приборостроение. 2006. Т. 49. № 6. С. 41–50.
7. Видин Б. В., Жаринов И. О., Жаринов О. О. Декомпозиционные методы в задачах распределения вычислительных ресурсов многомашинных комплексов бортовой авионики // Информационно-управляющие системы. 2010. № 1. С. 2–5.
8. Шек-Иовсеянц Р. А., Жаринов И. О. Генерация проектных решений бортового оборудования с использованием аппарата генетических алгоритмов // Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. 2010. № 3. С. 67–70.
9. Дейко М. С., Жаринов И. О. Применение симплекс-метода и метода искусственного базиса при проектировании бортового приборного оборудования // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 1. С. 124–129.
10. Гатчин Ю. А., Видин Б. В., Жаринов И. О., Жаринов О. О. Метод автоматизированного проектирования аппаратных средств бортового оборудования // Изв. вузов. Приборостроение. 2010. Т. 53. № 5. С. 5–10.
11. Сабо Ю. И., Жаринов И. О. Критерий подобия проектных решений требованиям технического задания в авионике // Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. 2010. № 3. С. 57–63.
12. Гатчин Ю. А., Видин Б. В., Жаринов И. О., Жаринов О. О. Модели и методы проектирования интегрированной модульной авионики // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2010. № 1. С. 12–20.
13. Модели композиционного проектирования авионики / П. П. Парамонов, Ю. А. Гатчин, Б. В. Видин, И. О. Жаринов, О. О. Жаринов // Изв. вузов. Приборостроение. 2010. Т. 53. № 7. С. 5–13.
14. Книга Е. В., Zharinov I. O. Analysis and Algorithms of the Control in Advanced Digital Avionics Systems // Materials of the Intern. Science Conf. on Automation and Control «ISCAC-2013», Saint-Petersburg, 21–22 Nov. 2013. SPb.: National Research University Saint-Petersburg State Polytechnical University, 2013. P. 28–32.

15. Книга Е. В., Жаринов И. О. Организация внутренней структуры модулей перспективных бортовых вычислительных систем авионики: сб. тр. молодых ученых, аспирантов и студентов научно-педагогической школы кафедры ПБКС «Информационная безопасность, проектирование и технология элементов и узлов компьютерных систем». СПб.: НИУ ИТМО, 2013. Вып. 1. С. 127–131.
16. Книга Е. В., Жаринов И. О. Топология внутренней электрической сети Spacewire для перспективных типов бортовых цифровых вычислительных систем авионики: сб. тр. молодых ученых, аспирантов и студентов научно-педагогической школы кафедры ПБКС «Информационная безопасность, проектирование и технология элементов и узлов компьютерных систем». СПб.: НИУ ИТМО, 2013. Вып. 1. С. 122–126.
17. Книга Е. В., Жаринов И. О. Принципы построения комбинированной топологии сети для перспективных бортовых вычислительных систем // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 6. С. 92–98.
18. Гатчин Ю. А., Жаринов И. О., Жаринов О. О. Архитектура программного обеспечения автоматизированного рабочего места разработчика бортового авиационного оборудования // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 2. С. 140–141.
19. Принципы построения отраслевой системы автоматизированного проектирования в авиационном приборостроении / П. П. Парамонов, Ю. А. Гатчин, И. О. Жаринов, О. О. Жаринов, М. С. Дейко // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 6. С. 111–117.

UDC 681.324

Algorithms and Software of Testing Onboard Digital Computer Systems Integrated Modular Avionics

Zakharova O. L.^{a, b}, Post-Graduate Student, Deputy Head of Department, zol_t@mail.ruKirsanova J. A.^{a, b}, Post-Graduate Student, Head of Department, juliakirsan@yandex.ruKniga E. V.^{a, b}, Post-Graduate Student, Senior Engineer, ekovinskaya@gmail.comZharinov I. O.^{a, b}, Dr. Sc., Tech., Head of Department, Head of Learning-Scientist Center, igor_rabota@pisem.net^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

Purpose: Product design of computer technology in the class of structures of integrated modular avionics designed for use in the aviation industry is associated with the need to develop specialized algorithms and software for monitoring of technical condition of equipment. Control algorithms guarantee the given completeness and accuracy of checking during the testing stages of multiprocessors and their components at the production factory and in operation. The purpose of the research is to develop algorithms and software for testing of onboard digital computer systems of integrated modular avionics. **Methods:** monitoring of technical condition of equipment as a part of an automated workstation (at the factory) and independently (in operation). Control algorithms imply physical checking of serviceability of avionics components and testing logical connections of components (exchange protocols) involved in computation processes. **Results:** There have been obtained testing algorithms for a multiprocessor and its components designed to test products independently and as a part of an automated workstation. The basis of the algorithm is formed by the procedure of verifying operation of avionics memory modules and integrity of inter-block lines transmitting information. As regards test algorithms used within the workstation the scheme of loop control circuit of exchange channels is involved. A distinctive feature of algorithms of autonomous testing of a multiprocessor is based on the procedure of multiple parallel checking of avionics modules where each module initiates a check and controls all other modules of a product with a decision about serviceability of the product being made after receiving results of “point to point” monitoring. Software implementation of testing algorithms is performed according to modular principle with components division into the downloaded into a product, the dynamically downloaded in avionics modules and the implemented in an instrumented computer of an automated workstation. **Practical relevance:** The research results have been obtained in the course of research and development activities for development of advanced models of computing equipment in the class of integrated modular avionics. The research results have been brought to the industrial design which is currently in the testing phase.

Keywords — Integrated Modular Avionics, Testing.

Reference

- Gatchin Iu. A., Zharinov I. O. *Osnovy proektirovaniia vychislitel'nykh sistem integrirovannoi modul'noi avioniki* [Basics of Designing Computer Systems Integrated Modular Avionics], Moscow, Mashinostroenie Publ., 2010. 224 p. (In Russian).
- Paramonov P. P., Zharinov I. O. Integrated On-board Computing Systems: Present Situation Review and Development Prospects Analysis in the Aviation Instrument-making Industry. *Nauchno-tehnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2013, no. 2, pp. 1–17 (In Russian).
- Kniga E. V., Zharinov I. O., Bogdanov A. V., Vinogradov P. S. Rules of Architecture Design for Advanced Onboard Digital Computer Systems in Avionics. *Nauchno-tehnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2013, no. 2, pp. 163–165 (In Russian).
- Bogdanov A. V., et al. *Platforma integrirovannoi modul'noi avioniki* [Platform Integrated Modular Avionics]. Patent Russian Federation, no. 108868, 2011.
- Zharinov O. O., Vidin B. V., Shek-Iovsepian R. A. Crate Creation Strategy of the Onboard Multiprocessing Computing System for the Fifth Generation Avionics. *Nauchno-tehnicheskii vestnik Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo universiteta informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2010, no. 4, pp. 21–27 (In Russian).
- Koporskii N. S., Vidin B. V., Zharinov I. O. Organization of Computing Processing Multicomputer Onboard Computer

- Complex. *Izvestiia vuzov. Priborostroenie*, 2006, vol. 49, no. 6, pp. 41–50 (In Russian).
7. Vidin B. V., Zharinov I. O., Zharinov O. O. Decomposition Methods in the Distribution of Computing Resources Problems in Multi-machine Complexes of Avionic Equipment. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2010, no. 1, pp. 2–5 (In Russian).
 8. Shek-Iovsepiants R. A., Zharinov I. O. Design Generation of the Avionic Equipment by Genetic Algorithms. *Nauchno-tehnicheskii vestnik Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo universiteta informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2010, no. 3, pp. 67–70 (In Russian).
 9. Deiko M. S., Zharinov I. O. Simplex-method and Artificial Basis Method Application for Onboard Equipment Designs. *Nauchno-tehnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2013, no. 1, pp. 124–129 (In Russian).
 10. Gatchin Iu. A., Vidin B. V., Zharinov I. O., Zharinov O. O. A Method of Computer-aided Design of Airborne Hardware. *Izvestiia vuzov. Priborostroenie*, 2010, vol. 53, no. 5, pp. 5–10 (In Russian).
 11. Sabo Iu. I., Zharinov I. O. Similarity Criterion of Design Decisions to Requirements of the Technical Project in Avionics. *Nauchno-tehnicheskii vestnik Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo universiteta informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2010, no. 3, pp. 57–63 (In Russian).
 12. Gatchin Iu. A., Vidin B. V., Zharinov I. O., Zharinov O. O. Models and Methods of Integrated Modular Avionics Designing. *Vestnik komp'iuternykh i informatsionnykh tekhnologii*, 2010, no. 1, pp. 12–20 (In Russian).
 13. Paramonov P. P., Gatchin Iu. A., Vidin B. V., Zharinov I. O., Zharinov O. O. Models for Composition Design of Avionic Systems. *Izvestiia vuzov. Priborostroenie*, 2010, vol. 53, no. 7, pp. 5–13 (In Russian).
 14. Kniga E. V., Zharinov I. O. Analysis and Algorithms of the Control in Advanced Digital Avionics Systems. *Materials of the Int. Science Conf. on Automation and Control "ISCAC-2013"*, Saint-Petersburg, National Research University Saint-Petersburg State Polytechnical University Publ., 2013, pp. 28–32.
 15. Kniga E. V., Zharinov I. O. Organization of the Internal Structure of Modules Promising Onboard Computing Avionics Systems. *Sbornik trudov molodykh uchenykh, aspirantov i studentov nauchno-pedagogicheskoi shkoly kafedry PBKS "Informatsionnaia bezopasnost', proektirovanie i tekhnologiya elementov i uzlov komp'iuternykh sistem"* [Collected Works of Young Scientists and Students of Scientific and Pedagogical School Department PBKS "Information Security, Design and Technology Elements and Units of Computer Systems"], Saint-Petersburg, NIU ITMO Publ., 2013, vol. 1, pp. 127–131 (In Russian).
 16. Kniga E. V., Zharinov I. O. Internal Electrical Network Topology Spacewire for Promising Types of Onboard Digital Computer Systems Avionics. *Sbornik trudov molodykh uchenykh, aspirantov i studentov nauchno-pedagogicheskoi shkoly kafedry PBKS "Informatsionnaia bezopasnost', proektirovanie i tekhnologiya elementov i uzlov komp'iuternykh sistem"* [Collected Works of Young Scientists and Students of Scientific and Pedagogical School Department PBKS "Information Security, Design and Technology Elements and Units of Computer Systems"], Saint-Petersburg, NIU ITMO Publ., 2013, vol. 1, pp. 122–126 (In Russian).
 17. Kniga E. V., Zharinov I. O. Internal Electrical Network Topology Spacewire for Promising Types of Onboard Digital Computer Systems Avionics Design Principles of a Combined Network Topology for Advanced On-board Computing System. *Nauchno-tehnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2013, no. 6, pp. 92–98 (In Russian).
 18. Gatchin Iu. A., Zharinov I. O., Zharinov O. O. Software Architecture for the Automated Workplace of the Onboard Aviation Equipment Developer. *Nauchno-tehnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2012, no. 2, pp. 140–141 (In Russian).
 19. Paramonov P. P., Gatchin Iu. A., Zharinov I. O., Zharinov O. O., Deiko M. S. Principles of Branch System Creation for the Automated Design in Aviation Instrumentation. *Nauchno-tehnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2012, no. 6, pp. 111–117 (In Russian).

УДК 681.5

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ ЖЕСТКОСТИ АДАПТИВНЫХ ПЛАТФОРМ С ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМИ МЕХАНИЗМАМИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ

А. Ю. Кучмин^а, канд. техн. наук, старший научный сотрудник
^аИнститут проблем машиноведения РАН, Санкт-Петербург, РФ

Введение: одним из направлений повышения точности и надежности электромеханических систем параллельной архитектуры, например адаптивных платформ (n -подов), является применение в контуре управления моделей динамики, позволяющих прогнозировать особые положения (заклинивания) и рассчитывать оптимальные законы управления. Жесткостные характеристики подобных систем являются основным элементом прогнозирующих моделей. Целью исследования является разработка методики построения матрицы эквивалентной жесткости адаптивных платформ на подвижном основании, перемещаемых пакетами актуаторов, с учетом изменения линии действия этих актуаторов. **Результаты:** получены простые формулы расчета матрицы эквивалентной жесткости адаптивных платформ, перемещаемых пакетами с произвольным количеством актуаторов. Показано, что в отличие от формулы для пакета пружин в формуле для адаптивных платформ необходимо учитывать изменение длины и линии действия актуаторов. Приведенный численный пример для платформы Стюарта (гексапода) подтверждает, что влияние этих факторов существенно. Доказано, что в случае малых угловых перемещений платформы предложенная формула после упрощения аналогична формуле для расчета матрицы эквивалентной жесткости для пакета пружин. Получена формула для расчета симметрической матрицы жесткости актуатора. **Практическая значимость:** предложенные простые алгоритмы расчета матрицы эквивалентной жесткости адаптивной платформы эффективны при реализации прогнозирующей модели, позволяющей предсказать возникновение особых положений и разработать алгоритмы их предотвращения в реальном времени, что приведет к увеличению надежности системы и ее ресурса.

Ключевые слова — платформа Стюарта, актуатор, матрица жесткости, эквивалентная жесткость.

Введение

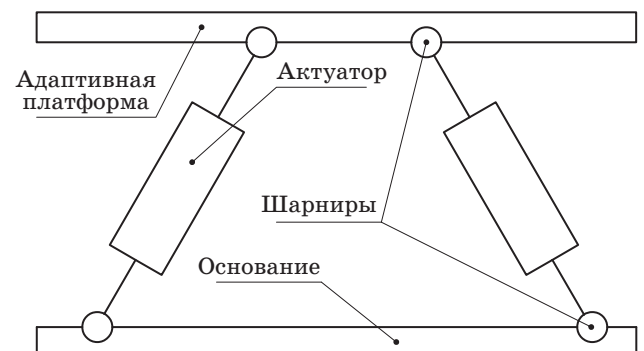
Создание методик расчета матриц эквивалентных жесткостей системы является актуальной задачей, которая играет важную роль при определении спектра собственных частот электромеханических систем как объектов управления.

В последнее время возник интерес к использованию электромеханических систем параллельной архитектуры, например n -подов [1–8], в высокоточном приборостроении, робототехнике, адаптивных антеннах и т. д. Преимуществами данных механизмов являются:

- 1) возможность реализации перемещений одновременно по шести координатам (трем линейным и трем угловым), что трудновыполнимо при использовании классических компоновок;
- 2) выдерживание больших нагрузок;
- 3) простота и низкая стоимость устройств при серийном производстве;
- 4) высокая надежность, так как многие из подобных механизмов строятся по статически неопределимой кинематической схеме с многократным резервированием;
- 5) компактность, модульность, простота монтажа и отладки, взаимозаменяемость компонентов.

В предыдущей статье [2] рассматривались кинематическая и динамическая модели гексапода, который является частным случаем исполнительного механизма параллельной архитектуры с шестью актуаторами. Обобщим эти модели на случай n актуаторов. Для этого рассмотрим ба-

зовый блок подобных систем, состоящий из двух подвижных платформ (основания и адаптивной платформы (АП)), соединенных друг с другом электромеханическими актуаторами (рис. 1). Каждый актуатор состоит из штанги с линейным электроприводом, позволяющим изменять ее длину. Каждый актуатор соединен с нижней и верхней платформами двумя шарнирами, позволяющими толкателям свободно вращаться по углам. Основание перемещается по трем линейным (x_0, y_0, z_0) и трем угловым ($\beta_0, \theta_0, \alpha_0$) координатам относительно некоторой базовой системы координат (БСК), где β_0 — поворот относительно оси x , θ_0 — поворот относительно оси y , α_0 — угол поворота относительно оси z . Адаптивная платформа актуаторами перемещается по трем линей-



■ Рис. 1. Базовый блок исполнительного механизма на базе n -подов

ным (x, y, z) и трем угловым (β, θ, α) координатам относительно основания, где β — поворот относительно оси x , θ — поворот относительно оси y , α — угол поворота относительно оси z .

Для данного блока необходимо определить матрицу эквивалентной жесткости.

Введем БСК $E_0 = (\mathbf{o}_0, [\mathbf{e}_0])$, где \mathbf{o}_0 — начало координат БСК; $[\mathbf{e}_0]$ — тройка базисных векторов (ортов) БСК (рис. 2). Для углов, векторов и матриц вращения нижний индекс — это номер системы координат (СК), верхний индекс является номером СК, относительно которой определяется угловое и линейное положения, второй верхний индекс обозначает номер СК, в которой рассчитываются координаты векторов. Матрицы вращения \mathbf{c}_j^i имеют вид

$$\mathbf{c}_j^i(\varphi_j^i) = \mathbf{c}_1(\beta_j^i) \cdot \mathbf{c}_2(\theta_j^i) \cdot \mathbf{c}_3(\alpha_j^i),$$

где $\varphi_j^i = [\beta_j^i \ \theta_j^i \ \alpha_j^i]^T$, а β_j^i, θ_j^i и α_j^i — углы простейших вращений относительно осей x, y и z соответственно; матрицы простейших вращений имеют вид

$$\mathbf{c}_1(\beta_j^i) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\beta_j^i) & -\sin(\beta_j^i) \\ 0 & \sin(\beta_j^i) & \cos(\beta_j^i) \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{c}_2(\theta_j^i) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_j^i) & 0 & \sin(\theta_j^i) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\theta_j^i) & 0 & \cos(\theta_j^i) \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{c}_3(\alpha_j^i) = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_j^i) & -\sin(\alpha_j^i) & 0 \\ \sin(\alpha_j^i) & \cos(\alpha_j^i) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Введем связанную систему координат с основанием (ОСН) СК ОСН $E_{1b} = (\mathbf{o}_{1b}, [\mathbf{e}_{1b}])$, где \mathbf{o}_{1b} — начало координат СК ОСН, которое относительно БСК определяется координатным столбцом $\mathbf{r}_{1b}^{0,0}$; $[\mathbf{e}_{1b}]$ — тройка базисных векторов (ортов) СК ОСН, ориентация СК ОСН относительно БСК определяется углами простейших вращений φ_{1b}^0 .

Чтобы задать начальное положение АП, введем систему координат начального положения АП СК АПО $E_{1c} = (\mathbf{o}_{1c}, [\mathbf{e}_{1c}])$, где \mathbf{o}_{1c} — начало координат СК АПО, которое относительно СК ОСН определяется координатным столбцом $\mathbf{r}_{1c}^{1b,1b}$; $[\mathbf{e}_{1c}]$ — тройка базисных векторов (ортов) СК АПО, ориентация СК АПО относительно СК ОСН определяется углами простейших вращений φ_{1c}^{1b} .

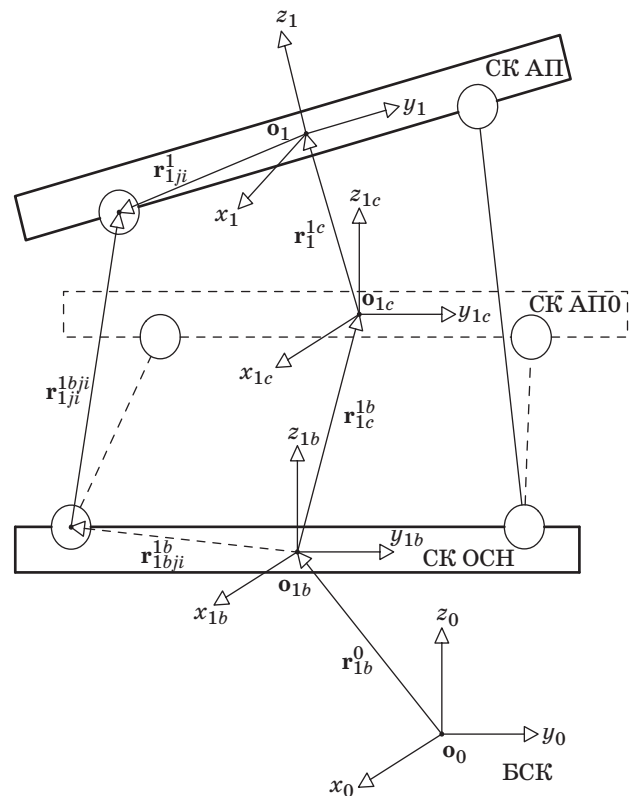
Чтобы задать положение АП, введем связанную систему координат нижней платформы СК АП $E_1 = (\mathbf{o}_1, [\mathbf{e}_1])$, где \mathbf{o}_1 — начало координат СК АП, которое относительно СК АПО определяется координатным столбцом $\mathbf{r}_1^{1c,1c}$; $[\mathbf{e}_1]$ — тройка базисных векторов (ортов) СК АП, ориентация СК АП относительно СК АПО определяется углами простейших вращений φ_1^{1c} . Положение СК АП относительно БСК описывается вектором \mathbf{r}_1^0 , координатный столбец которого в БСК может быть вычислен по формуле

$$\mathbf{r}_1^{0,0} = \mathbf{r}_{1b}^{0,0} + \mathbf{c}_{1b}^0 \left[\mathbf{r}_{1c}^{1b,1b} + \mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{r}_1^{1c,1c} \right],$$

а угловое положение характеризуется матрицей вращения $\mathbf{c}_1^0 = \mathbf{c}_{1b}^0 \mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{c}_1^{1c}$, где \mathbf{c}_i^j — матрицы вращения от соответствующих углов φ_i^j .

Определим координаты крепления шарниров на основании в СК ОСН: $\mathbf{r}_{1bj1}^{1b,1b}, \mathbf{r}_{1bj2}^{1b,1b}, \dots, \mathbf{r}_{1bji}^{1b,1b}, \dots, \mathbf{r}_{1bjn}^{1b,1b}$, где нижний индекс обозначает номер шарнира на основании. Аналогично введем координаты крепления шарниров на адаптивной платформе в СК АП: $\mathbf{r}_{1j1}^{1,1}, \mathbf{r}_{1j2}^{1,1}, \dots, \mathbf{r}_{1ji}^{1,1}, \dots, \mathbf{r}_{1jn}^{1,1}$, где нижний индекс обозначает номер шарнира на АП.

Текущие длины актуаторов могут быть определены как расстояния между соответствующими шарнирами основания и АП по форму-



■ Рис. 2. Системы координат базового блока

ле $l_{1ji}^{1bji} = \left| \mathbf{r}_{1ji}^{1b,1b} - \mathbf{r}_{1bji}^{1b,1b} \right|$, $i = 1..6$, где $\mathbf{r}_{1ji}^{1b,1b}$ — координаты точки крепления шарниров на нижней платформе в СК ОСН, которые рассчитываются следующим образом: $\mathbf{r}_{1ji}^{1b,1b} = \mathbf{r}_{1c}^{1b,1b} + \mathbf{c}_{1c}^{1b} \left[\mathbf{r}_1^{1c,1c} + \mathbf{c}_1^{1c} \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \right]$, $i = 1..n$.

В итоге выражение для текущих длин примет вид

$$l_{1ji}^{1bji} = \left| \mathbf{r}_{1c}^{1b,1b} + \mathbf{c}_{1c}^{1b} \left[\mathbf{r}_1^{1c,1c} + \mathbf{c}_1^{1c} \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \right] - \mathbf{r}_{1bji}^{1b,1b} \right| = l_{0i} + \Delta l_{ai}, \quad i = 1..n, \quad (1)$$

где l_{0i} — начальные значения длин актуаторов, $l_{0i} = \left| \mathbf{r}_{1c}^{1b,1b} + \mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} - \mathbf{r}_{1bji}^{1b,1b} \right|$; Δl_{ai} — текущие удлинения штоков актуаторов; $\Delta l_{ai} = \tau_i + \frac{\psi_i}{I_i}$, τ_i — деформация актуатора; ψ_i — угол поворота ротора двигателя актуатора; I_i — передаточное число редуктора.

Продифференцировав $\mathbf{r}_1^{0,0}$ и \mathbf{c}_1^0 , учтя свойства кососимметрических матриц, получим выражения для линейных $\mathbf{v}_1^{0,0}$ и угловых $\boldsymbol{\omega}_1^{0,0}$ скоростей АП в БСК:

$$\mathbf{v}_1^{0,0} = \mathbf{v}_{1b}^{0,0} + \mathbf{c}_{1b}^0 \left\langle \mathbf{r}_{1c}^{1b,1b} + \mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{r}_1^{1c,1c} \right\rangle^T \boldsymbol{\omega}_{1b}^{0,1b} + \mathbf{c}_{1b}^0 \mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{v}_1^{1c,1c}; \quad \boldsymbol{\omega}_1^{0,0} = \mathbf{c}_{1b}^0 \boldsymbol{\omega}_{1b}^{0,1b} + \mathbf{c}_1^0 \boldsymbol{\omega}_1^{1c,1}, \quad (2)$$

где $\mathbf{v}_{1b}^{0,0}$ — скорость ОСН в БСК; $\boldsymbol{\omega}_{1b}^{0,1b}$ — угловая скорость движения ОСН относительно БСК в СК ОСН;

$\langle \dots \rangle$ — кососимметрическая матрица вида $\langle [x, y, z]^T \rangle = \begin{bmatrix} 0 & -z & y \\ z & 0 & -x \\ -y & x & 0 \end{bmatrix}$; $\mathbf{v}_1^{1c,1c}$ — линейная скорость ОСН

в СК АПО; $\boldsymbol{\omega}_1^{1c,1}$ — угловая скорость ОСН относительно СК АПО в СК ОСН.

Угловые скорости $\boldsymbol{\omega}_1^{0,0}$, $\boldsymbol{\omega}_{1b}^{0,1b}$ и $\boldsymbol{\omega}_1^{1c,1}$ могут быть определены через скорости простейших вращений $\dot{\boldsymbol{\phi}}_1^0$, $\dot{\boldsymbol{\phi}}_{1b}^0$ и $\dot{\boldsymbol{\phi}}_1^{1c}$:

$$\boldsymbol{\omega}_{1b}^{0,1b} = \boldsymbol{\varepsilon}_{1b}^0 \dot{\boldsymbol{\phi}}_{1b}^0; \quad \boldsymbol{\omega}_1^{1c,1} = \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \dot{\boldsymbol{\phi}}_1^{1c}; \quad \boldsymbol{\omega}_1^{0,0} = \mathbf{c}_1^0 \boldsymbol{\varepsilon}_1^0 \dot{\boldsymbol{\phi}}_1^0, \quad (3)$$

где $\boldsymbol{\varepsilon}_j^i$ — матрицы Эйлера вида $\boldsymbol{\varepsilon}_j^i = \left[\mathbf{c}_3^T(\alpha_j^i) \mathbf{c}_2^T(\theta_j^i) \mathbf{e}_x \mid \mathbf{c}_3^T(\alpha_j^i) \mathbf{e}_y \mid \mathbf{e}_z \right]$ от соответствующих углов,

$\mathbf{e}_x = [1 \ 0 \ 0]^T$, $\mathbf{e}_y = [0 \ 1 \ 0]^T$, $\mathbf{e}_z = [0 \ 0 \ 1]^T$.

Получим скорости изменения длин актуаторов v_i , продифференцировав (1):

$$v_i = \frac{\left[\mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{v}_1^{1c,1c} + \mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{c}_1^{1c} \left\langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \right\rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \dot{\boldsymbol{\phi}}_1^{1c} \right] \left[\mathbf{r}_{1c}^{1b,1b} + \mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{r}_1^{1c,1c} + \mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{c}_1^{1c} \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} - \mathbf{r}_{1bji}^{1b,1b} \right]}{\left| \mathbf{r}_{1c}^{1b,1b} + \mathbf{c}_{1c}^{1b} \left[\mathbf{r}_1^{1c,1c} + \mathbf{c}_1^{1c} \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \right] - \mathbf{r}_{1bji}^{1b,1b} \right|} = v_{ai} + \dot{\tau}_i, \quad i = 1..n, \quad (4)$$

где v_{ai} — скорости удлинения штоков актуаторов, которые в случае винтовой передачи могут быть определены по формуле $v_{ai} = \frac{\Omega_i}{I_i}$, Ω_i — угловая скорость двигателя; $\dot{\tau}_i$ — скорость деформации актуатора;

$\mathbf{v}_{1ji}^{1bji,1b} = \mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{v}_1^{1c,1c} + \mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{c}_1^{1c} \left\langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \right\rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \dot{\boldsymbol{\phi}}_1^{1c}$ — скорость относительного поступательного движения шарниров

одного актуатора в СК ОСН.

Известен алгоритм расчета матрицы эквивалентной жесткости пакета пружин [9, 10], который может быть использован в случае малых перемещений АП относительно основания и малых изменений длин актуаторов. В этом случае матрица эквивалентной жесткости пакета пружин определяется по формуле

$$\mathbf{C} = \sum_{i=1}^n \mathbf{T}_{1ji}^1 \mathbf{C}_{pi} \mathbf{T}_{1ji}^{1,T}, \quad \mathbf{T}_{1ji}^1 = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \left\langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \right\rangle & \mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где \mathbf{I} — единичная матрица размерности 3×3 ; C_{pi} — симметрическая матрица коэффициентов жесткости i -й пружины размерности 6×6 .

Формула (5) может быть применена только в режиме стабилизации при малых относительных перемещениях платформ и для других режимов работы базового блока не пригодна. Используя идеи подхода, изложенного в работе [3], найдем алгоритм расчета матрицы эквивалентной жесткости для общего случая.

Матрица эквивалентной жесткости подвижной платформы с n актуаторами

Обобщенные силы упругости, действующие на АП, описываются выражением вида [2]

$$\mathbf{Q}_C = \begin{pmatrix} -\mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \sum_{i=1}^n \frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bji,1jb}}{l_{1ji}^{1bji}} C_i \left[l_{1ji}^{1bji} - \frac{\Psi_i}{I_i} - l_{0i} \right] \\ -\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \sum_{i=1}^n \left\langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \right\rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bji,1jb}}{l_{1ji}^{1bji}} C_i \left[l_{1ji}^{1bji} - \frac{\Psi_i}{I_i} - l_{0i} \right] \end{pmatrix}, \quad l_{0i*} = \frac{\Psi_i}{I_i} + l_{0i}, \quad (6)$$

где C_i — коэффициенты упругости актуатора соответственно.

Рассмотрим случай упругой деформации конструкции и линеаризуем (6) путем разложения в ряд Тейлора:

$$\mathbf{Q}_C \cong \mathbf{J}_q(\mathbf{Q}_C) \delta \mathbf{q} = -\mathbf{C}(\mathbf{q}) \delta \mathbf{q}, \quad (7)$$

где \mathbf{q} — обобщенные координаты системы; \mathbf{J}_q — матрица Якоби от \mathbf{Q}_C по обобщенным координатам системы; $\delta \mathbf{q}$ — вариации обобщенных координат; $\mathbf{q} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^{1c,1c} \\ \boldsymbol{\varphi}_1^{1c} \end{bmatrix}$; \mathbf{C} — матрица эквивалентной жесткости.

Представим матрицу \mathbf{C} в блочном виде:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{11} & \mathbf{c}_{12} \\ \mathbf{c}_{21} & \mathbf{c}_{22} \end{bmatrix},$$

где \mathbf{c}_{11} , \mathbf{c}_{12} , \mathbf{c}_{21} , \mathbf{c}_{22} — блоки матрицы эквивалентной жесткости.

Найдем линеаризованные выражения для обобщенных сил \mathbf{Q}_f :

$$\mathbf{Q}_f = -\mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \sum_{i=1}^n \frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bji,1jb}}{l_{1ji}^{1bji}} C_i \left[l_{1ji}^{1bji} - l_{0i*} \right] = -\mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \sum_{i=1}^n \frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bji,1jb}}{l_{1ji}^{1bji}} C_i + \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \sum_{i=1}^n \frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bji,1jb}}{l_{1ji}^{1bji}} C_i \frac{l_{0i*}}{l_{1ji}^{1bji}}; \quad (8)$$

исходя из определения (7):

$$\mathbf{Q}_f \approx \mathbf{J}_q(\mathbf{Q}_f) \delta \mathbf{q} = -\mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \sum_{i=1}^n C_i \mathbf{J}_q \left(\frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bji,1jb}}{l_{1ji}^{1bji}} \right) \delta \mathbf{q} + \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \sum_{i=1}^n l_{0i*} C_i \mathbf{J}_q \left(\frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bji,1jb}}{l_{1ji}^{1bji}} \right) \delta \mathbf{q}, \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_q \left(\frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bji,1jb}}{l_{1ji}^{1bji}} \right) \delta \mathbf{q} &= \mathbf{c}_{1c}^{1b} \delta \mathbf{r}_1^{1c,1c} + \mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{c}_1^{1c} \left\langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \right\rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c}, \\ \mathbf{J}_q \left(\frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bji,1jb}}{l_{1ji}^{1bji}} \right) \delta \mathbf{q} &= \left(\frac{\mathbf{c}_{1c}^{1b}}{l_{1ji}^{1bji}} - \frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bji,1jb} \mathbf{r}_{1ji}^{1bji,1jb,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b}}{(l_{1ji}^{1bji})^3} \right) \delta \mathbf{r}_1^{1c,1c} + \\ &+ \left(\frac{\mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{c}_1^{1c} \left\langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \right\rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c}}{l_{1ji}^{1bji}} - \frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bji,1jb} \mathbf{r}_{1ji}^{1bji,1jb,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{c}_1^{1c} \left\langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \right\rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c}}{(l_{1ji}^{1bji})^3} \right) \delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c}. \end{aligned} \quad (10)$$

Подставив (10) в (9) и приведя подобные слагаемые, получим выражения для матриц \mathbf{c}_{11} , \mathbf{c}_{12} :

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_{11} &= \sum_{i=1}^n C_i \left(\mathbf{I} - \mathbf{I} \frac{l_{0i^*}}{l_{1ji}^{1bjj}} + \frac{l_{0i^*} \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb} \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b}}{(l_{1ji}^{1bjj})^3} \right) = \sum_{i=1}^n \bar{\mathbf{C}}_i; \\ \mathbf{c}_{12} &= \sum_{i=1}^n C_i \left(\mathbf{I} - \mathbf{I} \frac{l_{0i^*}}{l_{1ji}^{1bjj}} + \frac{l_{0i^*} \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb} \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b}}{(l_{1ji}^{1bjj})^3} \right) \mathbf{c}_1^{1c} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} = \sum_{i=1}^n \bar{\mathbf{C}}_i \mathbf{c}_1^{1c} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c}, \end{aligned} \quad (11)$$

где \mathbf{I} — единичная матрица 3×3 ; $\bar{\mathbf{C}}_i$ — приведенная жесткость i -го актуатора, которая определяется по формуле

$$\bar{\mathbf{C}}_i = C_i \left(\mathbf{I} - \mathbf{I} \frac{l_{0i^*}}{l_{1ji}^{1bjj}} + \frac{l_{0i^*} \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb} \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b}}{(l_{1ji}^{1bjj})^3} \right). \quad (12)$$

Найдем линейризованные выражения для обобщенных моментов \mathbf{Q}_M :

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_M &= - \sum_{i=1}^n \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb}}{l_{1ji}^{1bjj}} C_i [l_{1ji}^{1bjj} - l_{0i^*}] = \\ &= - \sum_{i=1}^n \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb} C_i + \sum_{i=1}^n \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb} C_i \frac{l_{0i^*}}{l_{1ji}^{1bjj}}; \end{aligned} \quad (13)$$

исходя из определения (2):

$$\mathbf{J}_{\delta \mathbf{r}_1^{1c,1c}}(\mathbf{Q}_M) \delta \mathbf{r}_1^{1c,1c} + \mathbf{J}_{\delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c}}(\mathbf{Q}_M) \delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c} = \mathbf{c}_{21} \delta \mathbf{r}_1^{1c,1c} + \mathbf{c}_{22} \delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c}, \quad (14)$$

где слагаемое $\mathbf{J}_{\delta \mathbf{r}_1^{1c,1c}}(\mathbf{Q}_M) \delta \mathbf{r}_1^{1c,1c}$ вычисляется следующим образом:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{\delta \mathbf{r}_1^{1c,1c}}(\mathbf{Q}_M) \delta \mathbf{r}_1^{1c,1c} &= - \sum_{i=1}^n C_i \mathbf{c}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \mathbf{J}_{\delta \mathbf{r}_1^{1c,1c}}(\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb}) \delta \mathbf{r}_1^{1c,1c} + \\ &+ \sum_{i=1}^n C_i l_{0i^*} \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \mathbf{J}_{\delta \mathbf{r}_1^{1c,1c}} \left(\frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb}}{l_{1ji}^{1bjj}} \right) \delta \mathbf{r}_1^{1c,1c} = \\ &= - \sum_{i=1}^n \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} C_i \left(\mathbf{I} - \mathbf{I} \frac{l_{0i^*}}{l_{1ji}^{1bjj}} + \frac{l_{0i^*} \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb} \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b}}{(l_{1ji}^{1bjj})^3} \right) \delta \mathbf{r}_1^{1c,1c} = - \sum_{i=1}^n \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \bar{\mathbf{C}}_i \delta \mathbf{r}_1^{1c,1c}, \end{aligned} \quad (15)$$

а матрица

$$\mathbf{c}_{21} = \sum_{i=1}^n \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \bar{\mathbf{C}}_i = \mathbf{c}_{12}^T. \quad (16)$$

Вычислим слагаемое $\mathbf{J}_{\delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c}}(\mathbf{Q}_M) \delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c}$. Для этого введем следующие замены:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{\delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c}}(\mathbf{Q}_M) \delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c} &= - \sum_{i=1}^n \mathbf{J}_{\delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c}} \left(\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} \sigma_i \right) \delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c}, \\ \mathbf{J}_{\delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c}} \left(\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} \sigma_i \right) \delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c} &= \mathbf{J}_{\delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c}} \left(\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} \right) \delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c} \sigma_i + \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} \mathbf{J}_{\delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c}}(\sigma_i) \delta \boldsymbol{\varphi}_1^{1c}, \end{aligned} \quad (17)$$

где $\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} = \mathbf{c}_1^{1c,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb}$; $\sigma_i = C_i \left[1 - \frac{l_{0i*}}{l_{1ji}^{1bjj}} \right]$. Найдем выражение для $\mathbf{J}_{\delta\Phi_1^{1c}}(\sigma_i)\delta\Phi_1^{1c}$:

$$\mathbf{J}_{\delta\Phi_1^{1c}}(\sigma_i)\delta\Phi_1^{1c} = C_i l_{0i*} \frac{\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b} \mathbf{c}_1^{1c} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \delta\Phi_1^{1c}}{(l_{1ji}^{1bjj})^3}. \quad (18)$$

Найдем выражение $\mathbf{J}_{\delta\Phi_1^{1c}}(\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1})\delta\Phi_1^{1c}$, для этого воспользуемся свойством кососимметрических матриц (19)

$$\langle \boldsymbol{\chi}_i(\mathbf{r}_{1ji}^{1,1}, \Phi_1^{1c}) \delta\Phi_1^{1c} \rangle = \delta\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle - \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \delta\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c}, \quad \delta\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle = \langle \boldsymbol{\chi}_i(\mathbf{r}_{1ji}^{1,1}, \Phi_1^{1c}) \delta\Phi_1^{1c} \rangle + \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \delta\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c}, \quad (19)$$

где $\boldsymbol{\chi}_i(\mathbf{r}_{1ji}^{1,1}, \Phi_1^{1c})$ — матрица, зависящая от аргументов $\mathbf{r}_{1ji}^{1,1}$ и Φ_1^{1c} ; $\delta\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c}$ — вариация матрицы $\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c}$. Тогда с учетом (19)

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{\delta\Phi_1^{1c}}(\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1})\delta\Phi_1^{1c} &= \delta\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} + \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \delta\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} = \\ &= \langle \boldsymbol{\chi}_i \delta\Phi_1^{1c} \rangle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} + \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \delta\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} + \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \delta\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} = \\ &= \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} \rangle^T \boldsymbol{\chi}_i \delta\Phi_1^{1c} + \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\eta}_i(\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1}, \Phi_1^{1c}) \delta\Phi_1^{1c} + \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \delta\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1}, \end{aligned} \quad (20)$$

где $\boldsymbol{\eta}_i(\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1}, \Phi_1^{1c})$ — матрица, зависящая от аргументов $\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1}$ и Φ_1^{1c} ; $\delta\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1}$ — вариация координат $\delta\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1}$, которая вычисляется по формуле

$$\delta\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} = \langle \mathbf{c}_1^{1c,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1jb} - \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \delta\Phi_1^{1c}. \quad (21)$$

Подставив (21) в (20), получим

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{\delta\Phi_1^{1c}}(\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1})\delta\Phi_1^{1c} &= \\ &= \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} \rangle^T \boldsymbol{\chi}_i \delta\Phi_1^{1c} + \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\eta}_i \delta\Phi_1^{1c} + \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} - \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \delta\Phi_1^{1c} = \\ &= \left[\langle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} \rangle^T \boldsymbol{\chi}_i + \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\eta}_i - \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} + \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \right] \delta\Phi_1^{1c}, \end{aligned} \quad (22)$$

где $\boldsymbol{\chi}_i(\mathbf{r}_{1ji}^{1,1}, \Phi_1^{1c})$ и $\boldsymbol{\eta}_i(\mathbf{r}_{1ji}^{1bjj,1}, \Phi_1^{1c})$ вычисляются по формулам

$$\boldsymbol{\chi}_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\cos(\alpha_1^{1c}) y_{1ji}^{1,1} - \sin(\alpha_1^{1c}) x_{1ji}^{1,1} \\ -\cos(\alpha_1^{1c}) \sin(\theta_1^{1c}) y_{1ji}^{1,1} - \sin(\alpha_1^{1c}) \sin(\theta_1^{1c}) x_{1ji}^{1,1} & -\sin(\alpha_1^{1c}) \cos(\theta_1^{1c}) y_{1ji}^{1,1} + \cos(\alpha_1^{1c}) \cos(\theta_1^{1c}) x_{1ji}^{1,1} \\ 0 & -\cos(\alpha_1^{1c}) \sin(\theta_1^{1c}) z_{1ji}^{1,1} - \cos(\theta_1^{1c}) x_{1ji}^{1,1} & -\sin(\alpha_1^{1c}) z_{1ji}^{1,1} - \sin(\alpha_1^{1c}) \cos(\theta_1^{1c}) z_{1ji}^{1,1} \end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{\eta}_i = \begin{bmatrix} 0 & -\cos(\alpha_1^{1c}) \sin(\theta_1^{1c}) x_{1ji}^{1bjj,1} & -\sin(\alpha_1^{1c}) \cos(\theta_1^{1c}) x_{1ji}^{1bjj,1} + \cos(\alpha_1^{1c}) y_{1ji}^{1bjj,1} \\ 0 & \sin(\alpha_1^{1c}) \sin(\theta_1^{1c}) x_{1ji}^{1bjj,1} & -\cos(\alpha_1^{1c}) \cos(\theta_1^{1c}) x_{1ji}^{1bjj,1} - \sin(\alpha_1^{1c}) y_{1ji}^{1bjj,1} \\ 0 & \cos(\theta_1^{1c}) x_{1ji}^{1bjj,1} & 0 \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Подставив (18) и (22) в (17), получим

$$\begin{aligned}
 \mathbf{J}_{\delta_1^{1c}} \left(\boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1} \sigma_i \right) \delta \Phi_1^{1c} &= \left[\langle \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1} \rangle^T \boldsymbol{\chi}_i + \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\eta}_i - \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \right] \mathbf{C}_i \left[1 - \frac{l_{0i}^*}{l_{1ji}^{1bj}} \right] \delta \Phi_1^{1c} + \\
 &+ \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \mathbf{C}_i \left[1 - \frac{l_{0i}^*}{l_{1ji}^{1bj}} + l_{0i}^* \frac{\mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1jb} \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1jb,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b}}{(l_{1ji}^{1bj})^3} \right] \mathbf{c}_1^{1c} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \delta \Phi_1^{1c} = \\
 &= \left[\langle \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1} \rangle^T \boldsymbol{\chi}_i + \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\eta}_i - \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \right] \mathbf{C}_i \left[1 - \frac{l_{0i}^*}{l_{1ji}^{1bj}} \right] \delta \Phi_1^{1c} + \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \bar{\mathbf{C}}_i \mathbf{c}_1^{1c} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \delta \Phi_1^{1c}. \quad (24)
 \end{aligned}$$

Тогда выражение для матрицы \mathbf{c}_{22} будет

$$\begin{aligned}
 \mathbf{c}_{22} &= \sum_{i=1}^n \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \bar{\mathbf{C}}_i \mathbf{c}_1^{1c} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} + \\
 &+ \sum_{i=1}^n \left[\langle \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1} \rangle^T \boldsymbol{\chi}_i + \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\eta}_i - \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \right] \mathbf{C}_i \left[1 - \frac{l_{0i}^*}{l_{1ji}^{1bj}} \right]. \quad (25)
 \end{aligned}$$

Выражения (11), (16) и (25) являются моделью матрицы эквивалентной жесткости адаптивной платформы, перемещаемой пакетами актуаторов, с учетом изменения линии действия этих актуаторов.

Алгоритмы построения матриц эквивалентных жесткостей для платформы Стюарта (гексапода)

В рассматриваемых системах в штатных режимах работы отношение $l_{0i}^* / l_{1ji}^{1bj} \approx 1$, поэтому выражение для приведенной жесткости актуатора можно упростить:

$$\bar{\mathbf{C}}_i = \mathbf{C}_i \left(\mathbf{I} - \mathbf{I} \frac{l_{0i}^*}{l_{1ji}^{1bj}} + \frac{l_{0i}^* \mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1jb} \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1jb,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b}}{(l_{1ji}^{1bj})^3} \right) \approx \mathbf{C}_i \frac{\mathbf{c}_{1c}^{1b,T} \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1jb} \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1jb,T} \mathbf{c}_{1c}^{1b}}{(l_{1ji}^{1bj})^2}, \quad (26)$$

и выражение для матрицы \mathbf{c}_{22} будет

$$\begin{aligned}
 \mathbf{c}_{22} &= \sum_{i=1}^n \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \bar{\mathbf{C}}_i \mathbf{c}_1^{1c} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} + \\
 &+ \sum_{i=1}^n \left[\langle \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1} \rangle^T \boldsymbol{\chi}_i + \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\eta}_i - \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1bj,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \right] \mathbf{C}_i \left[1 - \frac{l_{0i}^*}{l_{1ji}^{1bj}} \right] \approx \sum_{i=1}^n \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \bar{\mathbf{C}}_i \mathbf{c}_1^{1c} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c}. \quad (27)
 \end{aligned}$$

С учетом (26) и (27) получаем упрощенную формулу для расчета матрицы эквивалентной жесткости

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \bar{\mathbf{C}}_i & \sum_{i=1}^n \bar{\mathbf{C}}_i \mathbf{c}_1^{1c} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \\ \sum_{i=1}^n \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \bar{\mathbf{C}}_i & \sum_{i=1}^n \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} \bar{\mathbf{C}}_i \mathbf{c}_1^{1c} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle^T \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c} \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^n \mathbf{T}_{i^*} \mathbf{C}_{pi^*} \mathbf{T}_{i^*}^T, \\
 \mathbf{T}_{i^*} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \boldsymbol{\varepsilon}_1^{1c,T} \langle \mathbf{r}_{1ji}^{1,1} \rangle \mathbf{c}_1^{1c,T} & \mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{pi^*} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{C}}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (28)
 \end{aligned}$$

где \mathbf{C}_{pi^*} — симметрическая матрица коэффициентов жесткости i -го актуатора размерности 6×6 .

В случае малых угловых перемещений АП выражение (28) примет вид

$$C \approx \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \bar{C}_i & \sum_{i=1}^n \bar{C}_i \langle r_{1ji}^{1,1} \rangle^T \\ \sum_{i=1}^n \langle r_{1ji}^{1,1} \rangle \bar{C}_i & \sum_{i=1}^n \langle r_{1ji}^{1,1} \rangle \bar{C}_i \langle r_{1ji}^{1,1} \rangle^T \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^n T_{i^{**}} C_{pi^*} T_{i^{**}}^T, T_{i^{**}} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ \langle r_{1ji}^{1,1} \rangle & I \end{bmatrix}, \quad (29)$$

что согласуется с формулой (5), где матрица C_{pi} рассчитывается следующим образом:

$$C_{pi} \approx C_{pi^*} = \begin{bmatrix} C_i \frac{c_{1c}^{1b,T} r_{1ji}^{1bj,1jb} r_{1ji}^{1bj,1jb,T} c_{1c}^{1b}}{l_{0i^*}^2} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (30)$$

Применим формулу (28) к построению матрицы эквивалентной жесткости платформы Стюарта (гексапода). Гексапод — это исполнительный механизм параллельной архитектуры с шестью актуаторами, параметры которого указаны в таблице.

При $r_{1ji}^{1,1} = [0, 0, 0]^T$ [м], $\phi_1^{1c} = [0^0, 0^0, 0^0]^T$ матрица эквивалентной жесткости

$$C = \begin{bmatrix} 0,7177 & 0 & 0 & 0 & -0,1794 & 0 \\ 0 & 0,7177 & 0 & 0,1794 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6,9646 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,1794 & 0 & 0,2176 & 0 & 0 \\ -0,1794 & 0 & 0 & 0 & 0,2176 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,0712 \end{bmatrix} \times 10^9;$$

при $r_{1ji}^{1,1} = [0, 1; -0, 1; 0, 1]^T$ [м], $\phi_1^{1c} = [0^0, 0^0, 0^0]^T$ матрица эквивалентной жесткости

$$C = \begin{bmatrix} 0,6303 & -0,1768 & 1,0399 & -0,0011 & -0,1371 & -0,0227 \\ -0,1768 & 0,6790 & -1,0250 & 0,1524 & 0,0018 & -0,0251 \\ 1,0399 & -1,0250 & 7,0907 & 0,0470 & 0,0426 & -0,0007 \\ -0,0011 & 0,1524 & 0,0470 & 0,2147 & -0,0076 & -0,0300 \\ -0,1371 & 0,0018 & 0,0426 & -0,0076 & 0,2285 & 0,0316 \\ -0,0227 & -0,0251 & -0,0007 & -0,0300 & 0,0316 & 0,0582 \end{bmatrix} \times 10^9;$$

при $r_{1ji}^{1,1} = [0, 0, 0]^T$ [м], $\phi_1^{1c} = [15^0, -15^0, 15^0]^T$ матрица эквивалентной жесткости

$$C = \begin{bmatrix} 0,6780 & 0,0165 & -0,0600 & -0,0387 & -0,1574 & 0,0725 \\ 0,0165 & 0,7689 & -0,0440 & 0,1738 & -0,0315 & -0,0726 \\ -0,0600 & -0,0440 & 6,9530 & -0,0089 & 0,0162 & 0,0599 \\ -0,0387 & 0,1738 & -0,0089 & 0,1958 & 0,0099 & -0,0641 \\ -0,1574 & -0,0315 & 0,0162 & 0,0099 & 0,2063 & -0,0446 \\ 0,0725 & -0,0726 & 0,0599 & -0,0641 & -0,0446 & 0,0938 \end{bmatrix} \times 10^9;$$

■ Параметры гексапода

Параметр	Номер актуатора					
	1	2	3	4	5	6
Жесткость C_j , Н/м	$1,4 \cdot 10^9$					
Координаты шарниров СК АП, м	$x = 0,1362$ $y = 0,2097$ $z = 0$	$x = 0,1362$ $y = -0,2097$ $z = 0$	$x = 0,1135$ $y = 0,2228$ $z = 0$	$x = -0,2497$ $y = 0,0131$ $z = 0$	$x = 0,1135$ $y = -0,2228$ $z = 0$	$x = -0,2497$ $y = -0,0131$ $z = 0$
Координаты шарниров СК ОСН, м	$x = 0,2497$ $y = 0,0131$ $z = 0$	$x = 0,2497$ $y = -0,0131$ $z = 0$	$x = -0,1135$ $y = 0,2228$ $z = 0$	$x = -0,1362$ $y = 0,2097$ $z = 0$	$x = -0,1135$ $y = -0,2228$ $z = 0$	$x = -0,1362$ $y = -0,2097$ $z = 0$
Радиус ОСН, м	0,25					
Радиус АП, м	0,25					
Высота, м	0,5					

при $r_{1ji}^{1,1} = [-0,1; 0,1; -0,1]^T$ [м], $\phi_1^{1c} = [-15^0, 15^0, -15^0]^T$ матрица эквивалентной жесткости

$$C = \begin{bmatrix} 1,3276 & -0,2792 & -1,0700 & 0,0480 & -0,1947 & -0,0322 \\ -0,2792 & 1,0924 & 1,2678 & 0,1605 & 0,0148 & 0,1059 \\ -1,0700 & 1,2678 & 5,9800 & -0,0654 & -0,0433 & -0,1077 \\ 0,0480 & 0,1605 & -0,0654 & 0,2101 & -0,0102 & 0,0970 \\ -0,1947 & 0,0148 & -0,0433 & -0,0102 & 0,1573 & 0,0080 \\ -0,0322 & 0,1059 & -0,1077 & 0,0970 & 0,0080 & 0,1248 \end{bmatrix} \times 10^9.$$

Приведенные примеры расчетов для матрицы эквивалентной жесткости C показывают существенное влияние изменения длины актуаторов и линии их действия.

Заключение

В статье приведены простые формулы расчета матрицы эквивалентной жесткости АП, перемещаемых пакетами актуаторов. Рассмотрено применение данных формул для построения матрицы эквивалентной жесткости для платформы Стюарта (гексапода) и приведен численный пример для гексапода с параметрами, указанными в таблице.

Показано, что в отличие от формулы для пакета пружин (5) в формуле для АП (28) необходимо учитывать изменение длины и линии действия актуаторов. Из приведенного примера видно, что влияние этих факторов существенно.

Показано, что в случае малых угловых перемещений платформы формула (28) переходит в (29), которая аналогична формуле для расчета матрицы эквивалентной жесткости для пакета пружин.

Получена формула (28) для расчета симметрической матрицы коэффициентов жесткости i -го актуатора.

Литература

1. Проблемы создания систем адаптации космических радиотелескопов/ Ю. Н. Артеменко, А. Е. Городецкий, В. В. Дубаренко, А. Ю. Кучмин, И. Л. Тарасова // Информационно-управляющие системы. 2010. № 3. С. 2–8.
2. Артеменко Ю. Н., Агапов В. А., Дубаренко В. В., Кучмин А. Ю. Групповое управление актуаторами контррефлектора радиотелескопа // Информационно-управляющие системы. 2012. № 4. С. 2–9.
3. Анализ динамики систем автоматического управления актуаторами контррефлектора космического радиотелескопа/ Ю. Н. Артеменко, А. Е. Городецкий, В. В. Дубаренко, А. Ю. Кучмин, В. А. Агапов // Информационно-управляющие системы. 2011. № 6. С. 2–6.
4. Проблемы обработки и передачи информации в локальной вычислительной сети системы управления радиотелескопа/ Ю. Н. Артеменко, А. Е. Городецкий, В. В. Дубаренко, М. С. Дорошенко, А. Ю. Кучмин // Информационно-управляющие системы. 2009. № 4. С. 2–8.
5. Особенности выбора электроприводов зеркальной системы космических радиотелескопов/ Ю. Н. Артеменко, А. Е. Городецкий, М. С. Дорошенко, А. С. Коновалов, А. Ю. Кучмин, И. Л. Тарасова // Мехатроника, автоматизация, управление. 2012. № 1. С. 26–31.
6. Дубаренко В. В., Кучмин А. Ю. Метод повышения качества наведения большого радиотелескопа миллиметрового диапазона с адаптивной зеркальной системой // Информационно-управляющие системы. 2007. № 5. С. 14–19.
7. Городецкий А. Е., Курбанов В. Г., Тарасова И. Л., Кучмин А. Ю. Электроприводы системы логического управления положением контррефлектора космического радиотелескопа // Антенны. 2011. № 4. С. 52–55.
8. Городецкий А. Е., Курбанов В. Г., Тарасова И. Л., Кучмин А. Ю. Структура системы логического управления положением контррефлектора космического радиотелескопа // Антенны. 2011. № 4. С. 56–59.
9. Гаврилов С. В., Коноплев В. А. Компьютерные технологии исследования многозвенных мехатронных систем. — СПб.: Наука, 2004. — 191 с.
10. Gimmelman V. G., Gorodetsky A. E., Dubarenko V. V., Kuchmin A. U. Identification of Radiotelescope RT-70 Pointing System as Object of Control // V Intern. Conf. on Antenna Theory and Techniques, ICATT. 2005. С. 537–543.

UDC 681.5

Modeling of Equivalent Stiffness of Adaptive Platforms with the Parallel Structure Executive MechanismKuchmin A. Yu.^a, PhD, Tech., Senior Researcher, radiotelescope@yandex.ru^aInstitute of Problems in Mechanical Engineering, 61, V. O., Bol'shoi St., 199178, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: One of ways to increase accuracy and reliability of electromechanical systems with parallel structure such as an adaptive platform (for example n -pods) is application of control loop dynamics models allowing to predict special positions (jamming) and to calculate the optimal control laws. Stiffness characteristics of such systems are the key element of predictive models. Therefore, the purpose of this research is to develop methods of constructing a matrix of equivalent stiffness of an adaptive platform moved by packets of actuators taking into account changes of the action line of the actuators. **Results:** There have been obtained simple formulae for calculating the matrix of equivalent stiffness of an adaptive platform moved by packets of an arbitrary number of actuators. It has been shown that in contrast to the formula for a packet of springs the formula for adaptive platforms should be modified to take into account changes of length and the action line of the actuators. The given numerical example for Stewart platform (hexapod) confirms significant effect of these factors. It has been proven that in case of small angular displacements of a platform the proposed formula after simplification is analogous to the formula for calculating equivalent stiffness of matrix package springs. There has been obtained a formula for calculating a symmetric stiffness matrix of the actuator. **Practical relevance:** The proposed simple algorithms for calculating matrix equivalent stiffness of an adaptive platform are effective for implementing the predictive model allowing to predict occurrence of specific positions and to develop algorithms for their prevention in real time that will increase reliability of the system and its capacity.

Keywords – Stewart Platform, Actuator, Equivalent Stiffness, Stiffness Matrix.

References

1. Artemenko Yu. N., Gorodetskiy A. E., Dubarenko V. V., Kuchmin A. Yu., Tarasova I. L. Problems of Development of Space Radio Telescope Adaptation Systems. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2010, no. 3, pp. 2–8 (In Russian).
2. Artemenko Yu. N., Agapov V. A., Dubarenko V. V., Kuchmin A. Yu. Co-operative Control of Subdish Actuators of Radio Telescope. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2012, no. 4, pp. 2–9 (In Russian).
3. Artemenko Yu. N., Gorodetskiy A. E., Dubarenko V. V., Kuchmin A. Yu., Agapov V. A. Analysis of Dynamics of Automatic Control System of Space Radio Telescope Subdish Actuators. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2011, no. 6, pp. 2–6 (In Russian).
4. Artemenko Yu. N., Gorodetskiy A. E., Dubarenko V. V., Doroshenko M. C., Kuchmin A. Yu. Data Processing and Data Transfer Problems in the Local Area Network of a Radio Telescope Control System. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2009, no. 4, pp. 2–8 (In Russian).
5. Artemenko Yu. N., Gorodetskiy A. E., Doroshenko M. S., Dubarenko V. V., Konovalov A. S., Kuchmin A. Yu., Tarasova I. L. Problems of the Choice of Electric Drives of Space Radio Telescope System Dish System. *Mekhatronika, avtomatizatsiia, upravlenie*, 2012, no. 1, pp. 26–31 (In Russian).
6. Dubarenko V. V., Kuchmin A. Yu. An Approach to Improve the Quality of Pointing a Millimeter Wave Range Large Radio Telescope with an Adaptive Dish System. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2007, no. 5, pp. 14–19 (In Russian).
7. Gorodetskiy A. E., Kurbanov V. G., Tarasova I. L., Kuchmin A. Y. The Electric Drives of Logical Control System of Subreflector of Space Radio Telescope. *Antenny*, 2011, no. 4, pp. 56–59 (In Russian).
8. Gorodetskiy A. E., Kurbanov V. G., Tarasova I. L., Kuchmin A. Yu. The Structure of Logical Control System of Subreflector of Space Radio Telescope. *Antenny*, 2011, no. 4, pp. 56–59 (In Russian).
9. Gavrilov S. V., Konoplev V. A. *Komp'iuternye tekhnologii issledovaniia mnogozvennykh mekhatronnykh sistem* [Computer Technology Research Multilink Mechatronic Systems]. Saint-Petersburg, Nauka Publ., 2004. 191 p. (In Russian).
10. Gimmelman V. G., Gorodetskiy A. E., Dubarenko V. V., Kuchmin A. U. Identification of Radiotelescope RT-70 Pointing System as Object of Control. *V Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques*, ICATT, 2005, pp. 537–543.

УДК 004.438

НОВЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ СЕТИ ДЛЯ КОЛЛЕКТИВНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ И МОДЕЛИРОВАНИЯ В ИНТЕРНЕТЕ

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

В. Е. Марлей^б, доктор техн. наук, профессор

М. Б. Сергеев^{а, в}, доктор техн. наук, профессор

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

^бГосударственный университет морского и речного флота им. адмирала С. О. Макарова, Санкт-Петербург, РФ

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

Постановка проблемы: крупные математические программные системы, созданные до широкого распространения сети Интернет, такие как MatLab, Maple и прочие, сходные с ними, привлекли к себе внимание широкого круга пользователей, но не отвечают современному состоянию компьютеров. Технологический разрыв существенен, и его ликвидация не связана с частным изменением или приспособлением отмеченных систем. Возникает проблема создания современной математической сети, функционирующей в Интернете. Целью работы является описание примерного образца такой системы. **Методы:** использованы методы создания серверного и клиентского программного обеспечения, позволяющие разделить выполнение задачи обслуживания запросов к математической сети на части, отвечающие производительности соответствующих компьютеров. **Результаты:** описано состояние математических систем, используемых в сети Интернет. Дается новый образ современной математической системы для инженеров и исследователей, содержащей исполняемые в сети алгоритмы и наделенной связью с техническими объектами описания, распределенными в сети Интернет. Перечислены особенности синтаксиса и отмечен состав операций матричного исчисления, как самого популярного, для проведения исследований. Пояснена связь интернет-системы с дистантными стендами и роботами. **Практическая значимость:** программное обеспечение математической сети использовано для поддержания процесса дистантного обучения по дисциплинам «Математическое моделирование» и «Web-технологии» в рамках технологии «Живая книга». Средства по созданию матричных портретов использованы в научной работе по изучению матриц Эйлера, Мерсенна и Адамара.

Ключевые слова — матричные вычисления, язык программирования, сетевое программирование, математическая система, техническая «живая книга», сетевая робототехника, исполняемые алгоритмы.

Введение

В девяностые годы вместе с широко распространенными персональными компьютерами на смену прежним частным программным наработкам, за которыми стоял опыт научных, учебных и инженерных коллективов, появились универсальные математические системы, такие как Maple, MatLab, Mathematica и др. Все они, в свою очередь, прошли путь вызревания и базировались на каком-либо удачном предложении.

Например, создатели MatLab (матричная лаборатория) заменили вызовы стандартных подпрограмм библиотеки решения линейных алгебраических уравнений (которая, разумеется, никуда не делась, на ее основе написан пакет), чем занимались ранее пользователи стандартного математического обеспечения, написанием выражений, напоминающих обычные формулы. Так, $x = A \setminus b$ похожа на запись отношения двух чисел, но аргументы здесь векторно-матричные. Эта запись выражает привычное решение $x = A^{-1}b$ системы линейных алгебраических уравнений вида $Ax = b$, где A — матрица, b — вектор правой части. Есть

и иное обозначение вида $X = A/B$, когда инвертируется матрица B , т. е. запись эквивалентна выражению $X = AB^{-1}$.

Предложение MatLab, при всей его простоте, было новым и смелым для своего времени. Разумеется, консервативная часть пользователей, например в астрономии, продолжила использование библиотек языка Fortran, поскольку новое средство не закрывало все потребности, в частности, переработки больших массивов информации. Университеты легко адаптировались и быстро привыкли к этому новшеству и похожим на него системам. В особенности этому способствовала отточенная сервисная часть, такая как подпрограммы построения графиков.

Почти каждый научный или инженерный коллектив ранее создавал свои собственные процедуры и терял на это много времени. Теперь же пришедшие с универсальными пакетами готовые проекты решения типовых задач повысили интерес и ускорили внедрение новшеств. Разговоры о том, что пакеты эти слишком универсальны, допускают ошибки и т. п., остались позади — удобство пользования победило. При этом совершенствование

систем решения типовых задач математики не остановилось — создатели Mathematica используют теперь уже речевой ввод информации. Систему версии 8 можно попросить что-либо сделать, а не писать ей задание в принятом в системе стиле.

Становление сети Интернет также отразилось на этой области [1]. При этом если общедоступный в Интернете MatLab функционировал с частного и мало известного адреса, то система Mathematica широко заявила о себе в 2009 г. открытием ресурса Wolfram Alpha [2, 3]. Конечно, математические системы появились в Интернете гораздо раньше. Например, появилась адаптация к Интернету математической системы, ориентированной на решение задач матричного исчисления, названная Java-MatLab [4].

Исполняемые алгоритмы

Сегодня достаточно ясно очерчены новые задачи, стоящие перед математическими системами [2–6]. Прежде всего, следует отметить недостатки формата PDF написания электронных документов, не позволяющие разместить в нем исполняемые алгоритмы. К этому решению шло развитие системы MatLab за счет совмещения ее с текстовым редактором Word (так называемый «блокнот»). Формат CDF (Computable Document Format) [3] позволяет привнести элементы математических вычислений пакета Mathematica в документ, весьма сходный в остальном с PDF. Благодаря новому формату пользователь математической системы может внести вариацию в исходные данные задачи, посмотреть большее количество графиков, воспользоваться существующим примером как типовым шаблоном для изменения и решения собственных задач.

Перспективы такого развития, еще только обсуждаемые, давно есть в Интернете [1, 4, 6], только они не получили окончательного своего оформления.

Интернет-технологии способны не только на поддержание математических вычислений в стиле $x = A \setminus b$. Кроме математики, инженерный труд всегда был связан с работой с техническими средствами, приборами, аппаратурой, в частности с учебными и научными стендами, манипуляторами, роботами. Если, например, автоматический телескоп функционирует постоянно и подключен к сети Интернет, то совершенно естественно было бы математической системе получать данные на обработку исполняемым алгоритмом не из текста документа в CDF, а непосредственно от датчиков и матрицы телескопа. Это выполнимо такой же необременительной по написанию командой, как запрашивается приведенное выше решение системы линейных алгебраических уравнений.

Кроме CDF есть и другие идеи развития электронных систем. Большое распространение получил формат FB2 [5], который позволяет читать книги в букридерах. Этот формат не включает пока средств, позволяющих отображать, например, не только главы книг, но и те же матрицы. Вместе с тем он гибок и вполне способен дать развитие в указанном направлении. Пришло время поддерживать становление альтернативных систем — почва для этого созрела.

Матричные операции в Интернете

Матричные операции в Интернете приживаются пока робко. Еще сильны сайты с формами, в которые можно занести матрицу вручную, поэлементно, и, нажав «кнопку», получить ее определитель. Все это архаично и напоминает былое состояние программ, выполнявших математические операции до прихода универсальных математических систем.

Матричные операции не были включены в стандарт языка JavaScript, хотя в нем имеется математическая часть, вычисляющая математические функции, в нем почти нет средств графики. Однако можно надеяться, что это положение временное и все будет в самом JavaScript или в среде, ему аналогичной.

Для решения учебных задач авторами в рамках выполнения НИР [7] была разработана математическая система «Живая книга» [8], позволяющая создавать тексты с исполняемыми алгоритмами в сети Интернет. В текстах, помимо самих алгоритмов, можно размещать формируемые этой системой графики и другие графические объекты — графические трехмерные или плоские портреты матриц. «Живые книги» уже могут получать данные со своих страниц, с учебных стендов, подключенных к сети, непосредственно в Интернете. Такое развитие математической системы было стимулировано стартом системы дистантного обучения [9] и требованиями ФГОС 3+ [10].

Обработка информации со стендов непосредственно в сети ведется с использованием привычных в системе MatLab операций векторно-матричного исчисления. Так как JavaScript обрабатывает матричные выражения, авторами было предложено использовать для выделения матричных конструкций двойные фигурные скобки $\{\{\dots\}\}$.

Исполняемый в тексте интернет-сообщения алгоритм должен размещаться между тэгами $\langle \text{math} \rangle \{\{\text{матричные операции}\}\} \langle / \text{math} \rangle$. С помощью предкомпилятора содержимое фигурных скобок переводится с языка векторно-матричного исчисления в стандарт операций, привычных для JavaScript. Этой расширенной реализации авторы дали название Java-MatLab.

В такой системе определены все основные матричные операции:

- транспонирование $\{\{X = A^T\}\}$;
 - алгебраическое сложение $\{\{X = A + B\}\}$;
 - умножение $\{\{X = A * B\}\}$;
 - левое $\{\{A = A \setminus B\}\}$ и правое $\{\{X = B/A\}\}$ умножение на обратную матрицу,
- а также поточечные операции:
- произведение Адамара $\{\{X = A . * B\}\}$;
 - деление Адамара $\{\{X = A ./ B\}\}$.

Java-MatLab допускает написание формул в скобках отдельно или друг за другом. Добавление библиотеки распространенных сервисных функций и графики для построения кривых позволило перенести в среду Интернет все то, что пришло ранее вместе с универсальными пакетами на кафедре и в лаборатории университетов.

Известны аналогичные работы, ведущиеся в университете города Сиены (Италия) [11]. С 2005 г. студенты имеют доступ для выполнения лабораторных работ через интернет-систему: управляют водяными клапанами, включают реальный двигатель, применяют ПИД-регулятор и др. Система присылает студенту данные о переходных процессах в формате MatLab, который должен быть установлен на компьютере.

В Java-MatLab, к настоящему времени доведенной до практического использования в учебном процессе [9], последняя стадия, требующая наличия MatLab, исключена, поскольку исполняемые алгоритмы не только позволяют обработать полученные со стенда данные, но и разместить отчет о лабораторной работе в Интернете.

Особенности исполняемых в Интернете вычислений

При создании Java-MatLab были реализованы две конструкции цикла — типичные для JavaScript и для MatLab. Сетевой вариант последнего был назван iMatLab (Интернет-MatLab).

Выбор конструкции циклов в стандарте JavaScript и индексации элементов матриц с нуля (а не с единицы, как в MatLab) привел к сокращению числа ошибок, поскольку это решение наиболее распространено в языковой практике. Предложение не ломать, а использовать сложившиеся привычки программистов значительно повысило эффективность использования инструмента. Возникший синтетический язык вобрал в себя оба начала: синтаксисы распространенного пакета векторно-матричного исчисления и распространенного в сети Интернет языка, синтаксис которого восходит к Java. Этот синтез, в дополнение к сказанному выше, и отражается спаренным названием Java-MatLab.

В описываемой реализации языка матричные формулы пишутся плотно, без пробелов,

а функции размещаются за скобками. Например, кронекерово произведение матриц выглядит как $A = \text{kron}(B,C)$. Всего на сегодня реализовано около сотни наиболее востребованных функций [7].

С помощью Java-MatLab решаются стандартные задачи линейной алгебры, включая решение систем линейных алгебраических уравнений и алгебраическую проблему собственных чисел — задач, к которым сводятся множество других [12]. Программное обеспечение для их решения составляет внутреннюю основу математической системы MatLab — базис, позволяющий выполнять анализ и синтез линейных динамических систем, частотный анализ систем и сигналов, безошибочное решение целочисленных систем уравнений [13] и т. п.

По традиции, идущей от MatLab, интернет-система Java-MatLab включает в себя средства моделирования линейных динамических систем, описываемых матрицами модели пространства состояний или коэффициентами числителя N и знаменателя D передаточной функции $Q(p) = N(p)/D(p)$.

Типичный сценарий исполняемой части моделирования выглядит следующим образом:

```
<math>t = \text{time}(10); u = \text{one}(t); N = 1; D = [1,2,1]; y = \text{lsim}(N,D,u,t); \text{plot}(t,u,y); </math>
```

Здесь оператор $t = \text{time}(10)$ задает вектор отсчетов времени от 0 до 10, $u = \text{one}(t)$ рассчитывает входной единичный ступенчатый сигнал, векторы $N = 1; D = [1,2,1]$ содержат числитель и знаменатель передаточной функции динамической системы, функция $y = \text{lsim}(N,D,u,t)$ рассчитывает выходной сигнал системы по входному (аналогичная функция есть и в MatLab), $\text{plot}(t,u,y)$ выводит графики процессов.

Уже появление этой возможности когда-то позволило системе MatLab занять прочные позиции в университетах на кафедрах, преподающих теорию автоматического управления, теоретические основы электротехники, моделирование динамических систем и другие сходные предметы. Разумеется, все это идет вместе с сервисами расчета матриц управляемости и наблюдаемости, грамианов управляемости и наблюдаемости, параметров модальных регуляторов, процедурами организации циклов Рунге — Кутты и т. п.

Исполняемая часть решения систем линейных алгебраических уравнений $Ax = b$ вместе с заданием ее исходных данных решается следующим образом:

```
<math>A = [[1,2,1],[2,1,2],[1,2,1]]; b = [4,5,4]; \{x = A \setminus b\} \text{ puts}(\text{'решение:'} + x); </math>
```

Здесь $A = [[1,2,1],[2,1,2],[1,2,1]]$ описывает построчно элементы матрицы системы уравнений,

$b = [4,5,4]$ задает ее правую часть. Далее следует собственно решение и вывод данных в строку с комментарием.

Строчная и столбцовая размерности матрицы возвращаются функциями $n = \text{rows}(A)$ и $m = \text{cols}(A)$, что удобно для организации типичных циклов, где в качестве верхнего предела указывается n или m . На первом месте в $A[i][j]$ стоит индекс строки, хотя нумерация элементов начинается с нуля.

Вещественную жорданову форму D матрицы $A = VD/V$ и собственные векторы матрицы возвращают операторы $D = \text{eig}(A)$, $V = \text{eigv}(A)$. И то и другое можно найти по $M = \text{eigs}(A)$; $D = M[0]$; $V = M[1]$. Диагональ собственных значений выделяет $D = \text{diag}(D)$ или $D = \text{diags}(D)$ — при поиске комплексных величин: тогда D содержит колонки вещественных и мнимых составляющих. Вторичное применение $D = \text{diag}(D)$ снова диагонализует матрицу.

Ранг матрицы $\text{rank}(A)$, определитель $\text{det}(A)$, число обусловленности $\text{cond}(A)$, разложение Холецкого $\text{chol}(A)$, ортогонализация по Грамму — Шмидту $\text{orth}(A)$, QR-разложение матрицы $\text{qr}(A)$ и многое другое в реализации языка имеется.

Графические возможности языков JavaScript, PHP и все, что разработано в этой области, наследуются математической системой Java-MatLab автоматически. Добавлена отсутствовавшая ранее и востребованная сегодня возможность визуализации математического эксперимента, когда управляемые объекты изображаются перемещаемыми рисунками с gif-анимацией.

Текущая реализация системы Java-MatLab обеспечивает возможность написания и подключения пользовательских тулбоксов.

Связь Java-MatLab с роботами

Современные технологии позволяют математические вычисления, выполняемые в сети с использованием Java-MatLab, применять при создании информативных «живых» иллюстраций в «живых книгах» [6] — документах в формате CDF, размещаемых в Интернете [9, 14].

Для выполнения исследовательских работ немаловажна способность математических систем генерировать интерфейс в виде управляющих «кнопок», окон для иллюстрации изображений с веб-камер, фиксирующих ход экспериментов. Такие возможности уже реализованы традиционными интернет-технологиями и достигли стадии зрелых решений. «Живая книга», размещенная в Интернете, способна не только подавать управляющее воздействие на объект, но и регулировать переходные процессы.

При обсуждении формата CDF [3] рассмотренные возможности даже не затрагиваются, а ведь

они — важная, особенно для учебных заведений, сторона процесса развития исследовательской деятельности. Это не только совместная эксплуатация дорогих стендов, но и решение утилитарных проблем ознакомления через Интернет с единичными образцами уникального оборудования, экономии на совместном, разделяемом во времени, доступе к ним. Основы таких возможностей заложены в Java-MatLab.

Сетевые технологии сегодня идут далее прямой связи датчиков и эффекторов через некоторые устройства сопряжения с Интернетом. С этим связано развитие и использование эффективных стандартов передачи данных Wi-Fi, Wi-MAX, Bluetooth, Wireless USB, ZigBee, Home RF и т. д. [15]. Появившиеся беспроводные датчики не требуют написания программного обеспечения для бесперебойной передачи информации пользователю. Это тоже сетевые технологии, использующие персональные сети WPAN на основе ZigBee [16, 17], особенностью которых, как и при реализации матричных операций, является обмен данными в режиме текстовых сообщений с координатором, маршрутизатором, конечными сенсорными узлами сети. Сенсорная сеть ZigBee может быть сформирована и реконфигурирована пользователем электронной книги удаленно, без физического присутствия на месте ее размещения.

Все описанные выше возможности, заложенные в Java-MatLab, позволяют создавать интерфейс, регламентировать весь тракт передачи данных и пользователю быть не только потребителем информации с удаленных робототехнических ресурсов, но и выполнять инженерную работу, вести программный инжиниринг.

Развитие XML-формата FB2

Немалую роль в удобном для чтения представлении документов играют появившиеся и быстро распространившиеся правила их оформления с дополнительной информацией, размещаемой при помощи XML-тэгов. Так это делается, например, в формате FB2. XML-формат распространен в Интернете, это обыденный способ хранения данных. В связи с потребностями создания документов, содержащих формулы и матрицы, отметим, что существующие тэги оформления таблиц вполне подходят для передачи матриц (хуже формул), но они избыточно сложны.

Поэтому рационально предложить тэги для генерации, например, портретов матриц $\langle m \rangle A = [[1,2],[3,4]]: \text{опция} \langle /m \rangle$. Такие тэги имеются в системе Java-MatLab, что позволяет проводить полноценные научные исследования с использованием иллюстраций, генерируемых

сеть, в статьях, направляемых в редакции научных журналов. Такие особенности предусматривались еще в MatLab, но прежняя система не генерирует документы в виде, необходимом для оформления статей.

Анализ особенностей цветных объемных и плоских портретов матриц Адамара, Мерсенна, Эйлера и Ферма позволил развить содержательную теорию минимаксных ортогональных матриц [18], а также выявить неизвестные закономерности и новые артефакты [19]. С помощью таких матричных строителей можно не только передавать особенности текущего научного исследования, но и накапливать результаты исследований в форме, например, электронного журнала с иллюстрациями и исполняемыми алгоритмами [20].

Что касается представления математических формул, то для Интернета это отчасти разрешимая проблема. Компьютеры постепенно меняют стиль их представления. С уходом бумажных технологий прежнее написание становится тяжеловесным. При помощи клавиатуры определение норм векторов в пространстве R^n проще написать, например, так: $\|x\|_2 = (\sum_{i=1:n} x_i^2)^{1/2}$, указывая границы индексов у сумм (и у интегралов, если понадобится) внизу, в строчку. Десятилетняя практика размещения документов в Интернете пока не отдала предпочтения альтернативам в виде gif-изображений (плохо форматируемы), генерируемых плагинами браузеров изображений (надо загружать плагин). Проявление консерватизма — пока лучшее решение в этой части.

Заключение

Возникшие в Интернете социальные сети направлены на удовлетворение самых насущных интересов широкого круга людей. Однако обмен письмами, сообщениями, фотографиями, видеороликами и кинофильмами — первый слой, который уже освоен широко известными сегодня ресурсами. На его освоение пришелся максимум финансирования предпринимателями начальной стадии интернет-технологий. Сейчас начинается поиск иных областей. Конечно, потребности создания условий для творческой инженерной работы, в сопоставлении с общими потребностями, относительно невелики. И, тем не менее, они существуют и едва ли их можно удовлетворить каким-то одним центром развития CDF-технологий. Программная инженерия сейчас и в будущем будет неизбежно базироваться на интернет-технологиях. Робототехнический комплекс, подключенный к Интернету [6, 7, 11], будет нарастать.

Очень плодотворно на этом направлении скажется развитие хотя бы нескольких альтернативных концепций языка и создания математических систем для сети Интернет, в том числе и языка предкомпилятора Java-MatLab, работающего на математических сайтах авторов [9, 10]. Если обозначенные в данной статье тенденции правильны, то букридеры не ограничатся только чтением книг, смартфоны и планшеты найдут еще одну новую область их использования, а само понятие книги, в особенности предназначенной для подготовки инженеров, существенно изменится.

Литература

1. Астапкович А. М., Востриков А. А., Сергеев М. Б., Чудиновский Ю. Г. Информационно-управляющие системы на основе INTERNET // Информационно-управляющие системы. 2002. № 1. С. 12–18.
2. Сетевой пакет WolframAlpha. <http://wolframalpha.com> (дата обращения: 10.11.2013).
3. Анонс формата CDF математической системы Wolfram Mathematica Online. <http://www.wolfram.com/mathematica-online> (дата обращения: 10.11.2013).
4. Балонин Н. А., Сергеев М. Б. Концепция электронного журнала с исполняемыми алгоритмами // Фундаментальные исследования. 2013. № 4 (ч. 4). С. 791–795.
5. Научно-методическая поддержка разработки научных электронных библиотек / С. И. Акимов, А. М. Елизаров, Т. В. Ершова, М. Р. Коголовский, А. О. Федоров, Ю. Е. Хохлов // Электронные библиотеки. 2005. Т. 8. Вып. 1. <http://www.elbib.ru/index.phtml?page=elbib/rus/journal/2005/part1/AEEK-FH> (дата обращения: 10.11.2013).
6. Балонин Н. А., Сергеев М. Б. Техническая «живая книга»: приглашение к дискуссии // Высшее образование в России. 2013. № 7. С. 141–144.
7. Отчет о НИР «Создание основ реализации дистантных систем обучения на основе технологии «Живая книга». Гос. рег. № 01201278144 / Н. А. Балонин, М. Б. Сергеев, Н. В. Соловьев, А. А. Востриков, Ю. Н. Балонин, А. М. Сергеев. — СПб.: ГУАП, 2013. — 27 с.
8. Балонин Н. А., Сергеев М. Б., Балонин Ю. Н. «Живая книга» / Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012661277 от 11 декабря 2012 г.
9. Математическая сеть «Живая книга» с интернет-роботами и стендами (основана в 2013 г.). <http://livelab.spb.ru> (дата обращения: 15.03.2014).
10. Требования ФГОС 3+. <http://umu.sportedu.ru/content/proekty-fgos-nabor-2014-goda-i-dokumenty-razrabotchikam-rup> (дата обращения: 15.03.2014).
11. Automatic Control TeleLab — Remote Control, Universita degli Studi di Siena. <http://www.dii.unisi.it/~control/act/home.php> (дата обращения: 15.03.2014).

12. Воеводин В. В., Кузнецов Ю. А. Матрицы и вычисления. — М.: Наука, 1984. — 320 с.
13. Сергеев М. Б. Гибридный разрядный метод решения систем уравнений в целочисленной арифметике // Информационно-управляющие системы. 2003. № 2–3. С. 16–18.
14. Математическая сеть «Скайнет»: технологии верстки физико-математической литературы с исполняемыми алгоритмами (основана в 2012 г.). <http://mathscinet.ru> (дата обращения: 15.03.2014).
15. Балонин Н. А., Сергеев М. Б. Беспроводные персональные сети: учеб. пособие. — СПб.: ГУАП, 2012. — 60 с.
16. Zigbee Alliance Homepage. <http://www.zigbee.org> (дата обращения: 15.03.2014).
17. Балонин Н. А., Сергеев М. Б. Персональные сети WPAN на основе ZigBee. — СПб.: ГУАП, 2010. — 47 с.
18. Балонин Н. А., Сергеев М. Б. Матрицы локального максимума детерминанта // Информационно-управляющие системы. 2014. № 1. С. 2–15.
19. Балонин Н. А., Сергеев М. Б. Матрица золотого сечения G_{10} // Информационно-управляющие системы. 2013. № 6(67). С. 2–5.
20. Балонин Ю. Н., Сергеев М. Б. Алгоритм и программа поиска и исследования М-матриц // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 3. С. 82–86.

UDC 004.438

New Opportunities of the Mathematical Network for Collaborative Research and Modeling in the Internet

Balonin N. A.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, korbendfs@mail.ruMarley V. E.^b, Dr. Sc., Tech., Professor, vmarley@mail.ruSergeev M. B.^{a, c}, Dr. Sc., Tech., Professor, mbse@mail.ru^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation^bAdmiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping, 5/7, Dvinskaya St., 198035, Saint-Petersburg, Russian Federation^cSaint-Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics, 49, Kronverkskii St., 197101, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: Major mathematical software systems created before wide spread of the Internet such as MatLab, MAPLE and others have drawn attention of a large range of users though they do not meet the up-to-date computer requirements. The technology gap is significant and its bridging is not associated with private modifying or adapting these systems. There is a problem of creation of a modern mathematical network functioning in the Internet. The purpose of this paper is to describe an example of such a system. **Methods:** There have been used methods of creation of server and client software which allows dividing implementation of a task of request services to a mathematical network into parts meeting productivity of corresponding computers. **Results:** There has been described a state of mathematical systems used in the Internet. There has been given a new pattern of a modern mathematical system for engineers and researchers containing algorithms executed in the network. The system implements communication with technical description objects distributed throughout the Internet. There have been listed syntactic features and the structure of operations of matrix calculus as the most popular for research. There has been explained a relation between the Internet system and stands and robots distributed in the global network. **Practical relevance:** The mathematical software network has been used in the process of distance education of the following disciplines: “Mathematical modeling” and “WEB-technologies” in the framework of “Live book” technology. Tools for creating matrix images have been applied in the research of Euler, Mersenne and Hadamard matrices.

Keywords — Matrix Calculations, Programming Language, Network Programming, Mathematical System, Technical “Live Book”, Network Robotics, Executable Algorithms.

References

1. Astackovich A. M., Vostrikov A. A., Sergeev M. B., Chudinovskii Iu. G. Information and Control Internet-Based Systems. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2002, no. 1, pp. 12–18 (In Russian).
2. *Network Package WolframAlpha*. Available at: <http://wolframalpha.com> (accessed 10 November 2013).
3. *Announce Format CDF of Mathematical System Wolfram Mathematica Online*. Available at: <http://www.wolfram.com/mathematica-online> (accessed 10 November 2013).
4. Balonin N. A., Sergeev M. B. The Concept of Electronic Magazine with Executable Algorithms. *Fundamental'nye issledovaniia*, 2013, no. 4, part 4, pp. 791–795 (In Russian).
5. Akimov S. I., Elizarov A. M., Ershova T. V., Kogalovskii M. R., Fedorov A. O., Khokhlov Iu. E. Scientific and Methodological Support of Development of Scientific Digital Libraries. *Elektronnye biblioteki*, 2005, vol. 8, iss. 1. Available at: <http://www.elbib.ru/index.phtml?page = elbib/rus/journal/2005/part1/AEEKFH> (accessed 10 November 2013) (In Russian).
6. Balonin N. A., Sergeev M. B. Technical “Living Book” and Advanced Network Technologies. *Vysshee obrazovanie v Rossii*, 2013, no. 7, pp. 141–144 (In Russian).
7. Balonin N. A., et al. *Sozdanie osnov realizatsii distantnykh sistem obucheniia na osnove tekhnologii “Zhivaia kniga”* [Creating a Framework Implementation of Distant Systems Learning Based on the Technology “Living Book”]. Report on R&D, no. 01201278144, 2013.
8. Balonin N. A., Sergeev M. B., Balonin Iu. N. “Zhivaia kniga” [“Living Book”]. Certificate of state registration of program for EVM, no. 2012661277, 2012.
9. *Matematicheskaiia set’ “Zhivaia kniga” s internet-robotami i stendami* [Mathematical Network “Living Book” with Internet Robots and Stands]. Available at: <http://livelab.spb.ru> (accessed 15 March 2014).
10. *Trebovaniia FGOS 3+* [Requirements FGOS 3+]. Available at: <http://umu.sportedu.ru/content/proekty-fgos-nabor-2014-goda-i-dokumenty-razrabotchikam-rup> (accessed 15 March 2014).

11. *Automatic Control TeleLab — Remote Control, Universita Degli Studi di Siena*. Available at: <http://www.dii.unisi.it/~control/act/home.php> (accessed 15 March 2014).
12. Voevodin V. V., Kuznetsov Iu. A. *Matritsy i vychisleniia* [Matrixs and Calculations]. Moscow, Nauka Publ., 1984. 320 p. (In Russian).
13. Sergeev M. B. Bit Hybrid Method for Solving Systems of Equations in Integer Arithmetic. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2003, no. 2–3, pp. 16–18 (In Russian).
14. *Matematicheskaja set' "Scinet": tekhnologii verstki fiziko-matematicheskoi literatury c ispolniaemymi algoritmi* [Mathematical Network "Scinet": Technology of Layout of Physical and Mathematical Literature with Executable Algorithms]. Available at: <http://mathscinet.ru> (accessed 15 March 2014).
15. Balonin N. A., Sergeev M. B. *Besprovodnye personal'nye seti* [Wireless Personal Area Networks]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2012. 60 p. (In Russian).
16. *Zigbee Alliance Homepage*. Available at: <http://www.zigbee.org> (accessed 15 March 2014).
17. Balonin N. A., Sergeev M. B. *Personal'nye seti WPAN na osnove ZigBee* [Personal Networks WPAN Based on Zig-Bee]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2010. 47 p. (In Russian).
18. Balonin N. A., Sergeev M. B. Local Maximum Determinant Matrices. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2014, no. 1(68), pp. 2–15 (In Russian).
19. Balonin N. A., Sergeev M. B. Matrix of Golden Ratio G_{10} . *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2013, no. 6(67), pp. 2–5 (In Russian).
20. Balonin Iu. N., Sergeev M. B. The Algorithm and Program of M-Matrices Search and Study. *Nauchno-tekhnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2013, no. 3, pp. 82–86 (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 редактора; при наборе формул в формульном редакторе знаки препинания, ограничивающие формулу, набирайте вместе с формулой; для установки размера шрифта никогда не пользуйтесь вкладкой Other..., используйте заводские установки редактора, не подгоняйте размер символов в формулах под размер шрифта в тексте статьи, не растягивайте и не сжимайте мышью формулы, вставленные в текст; в формулах не отделяйте пробелами знаки: + = -.

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

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

Иллюстрации в текст не заверстаются и предоставляются отдельными исходными файлами, подающимися редактированию:

— рисунки, графики, диаграммы, блок-схемы предоставляйте в виде отдельных исходных файлов, подающихся 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 подрисовочных 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 предоставляйте в двух вариантах: первый на языках оригиналов и второй — перевод (не транслитерация, а перевод) списка на английский язык.

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

УДК 681.3

КМОП-РЕАЛИЗАЦИЯ ОБУЧАЕМОГО ПОРОГОВОГО ЛОГИЧЕСКОГО ЭЛЕМЕНТА

Часть 1: Проектирование и схема обучения

В. Б. Мараховский^а, доктор техн. наук, профессор

^аСанкт-Петербургский государственный политехнический университет

Цель: показать возможность реализации в КМОП-технологии, использующей современные проектные нормы, аналого-цифрового искусственного нейрона на примере построения логического порогового элемента, обучаемого сложным пороговым логическим функциям. **Методы:** представление нейрона МакКалока — Питтса в виде отношения суммы взвешенных входов к порогу и разработка методики построения обучаемого порогового элемента, состоящего из синапсов, проводимость которых определяется входными переменными и их приведенными к порогу функции весами, накапливаемыми в процессе обучения на элементах аналоговой памяти; высокочувствительного компаратора, сравнивающего суммарную проводимость синапсов с проводимостью r-канальной части компаратора, представляющей наибольшее возможное значение порога; трех выходных усилителей с разными значениями порогов срабатывания. **Результаты:** показано, что реализуемость такого обучаемого порогового элемента зависит только от величины порога и не зависит от суммы весов входов и их числа. Элемент может быть обучен реализации произвольных пороговых логических функций, порог которых не превосходит некоторой заданной величины. Рассматриваемая в статье схема элемента ориентирована на максимальное значение порога, равное 89, и может реализовать любую пороговую функцию 10 переменных. Предложена схема обучения порогового элемента, которая осуществляет параллельное формирование весов активных входов и автоматический выбор величины шага обучения. Все практические результаты в работе получены с использованием SPICE-моделирования схем, построенных в КМОП-технологии 0,18 мкм. **Практическая значимость:** существенно расширены функциональные возможности обучаемого порогового элемента, который может быть использован в системах логического распознавания образов, а также при создании нового поколения нейрочипов.

Ключевые слова — искусственный нейрон, синапс, обучаемый пороговый логический элемент, алгоритм обучения, шаг обучения, КМОП-технология, пороговая логическая функция.

Введение

Аппаратная реализация искусственного нейрона имеет ряд известных преимуществ по сравнению с программной реализацией [1–5]. По этой причине еще 25 лет назад промышленность начала выпускать нейрочипы, ориентированные на решение определенного круга задач. В этих нейрочипах нейроны реализованы в виде программируемых контроллеров. Однако можно себе представить и другой тип аппаратной реализации нейрона — в виде аналоговой или цифро-аналоговой схемы (устройства). Каждый тип реализаций имеет свои преимущества, недостатки и области применения.

Аналоговые и цифро-аналоговые реализации имеют преимущество очень высокой производительности, однако их аналоговая часть накладывает жесткие ограничения на класс реализуемых пороговых функций в силу аналоговой природы. Этот недостаток значительно уменьшает функциональные возможности нейронных сетей, которые имеют фиксированное количество нейронов.

Функциональная мощность нейрочипа в равной степени зависит как от числа нейронов, которые могут быть размещены на одной СБИС, так и от функциональных возможностей одного нейрона. К сожалению, влияние этих параметров на функциональную мощность нейрочипа еще не изучено.

Очевидно, что при разработке новых нейрочипов следует уменьшать площадь, занимаемую как самим нейроном, так и его синапсами, число которых может быть достаточно большим, а также расширять функциональные возможности нейрона. В этой связи имеет смысл рассмотреть вариант использования цифро-аналоговых нейронов, требующих несравнимо меньшего числа транзисторов, чем программируемые контроллеры.

Известны попытки построения искусственного нейрона как импульсного, так и потенциального типов в виде аналоговой схемы из операционных суммирующих усилителей или схемы суммирования токов на токовых ключах. Типичные исследования этого вопроса описаны в работах [6–8]. Рассматриваемые в них модели нейронов предназначены для решения достаточно простых частных задач и имеют малое число входов с фиксированными весами. Существуют работы, например [9], в которых предложены варианты сети из искусственных нейронов аналогового типа, допускающих формирование весов входов в процессе обучения.

Более интересными являются цифро-аналоговые реализации искусственного нейрона на основе МОП-технологии. К таким реализациям относятся так называемые neuron-MOSFET схемы [3–5, 10, 11], построенные из транзисторов с плавающими затворами, соединенными через конденсаторы с входами. Веса входов представлены

напряжениями на конденсаторах. В этих работах рассматривается возможность реализации простейших пороговых булевых функций и возможность обучения путем изменения напряжений на конденсаторах.

Далее будем рассматривать только простейший вариант нейрона — обучаемый логический пороговый элемент, который может быть реализован в КПОМ-технологии. На входы такого нейрона подаются не аналоговые, а двоичные переменные.

Профессором В. И. Варшавским был предложен [12] новый тип порогового элемента β -DTE (β -driven threshold element – β -управляемый пороговый элемент), которому необходим один транзистор на логический вход. Этот элемент использует специальное представление пороговой функции в форме отношения, которое может быть реализовано путем сравнения проводимостей p - и n -канальной подсхем элемента. Отношение проводимостей этих частей зависит от отношений крутизны характеристик p - и n -транзисторов, которая обычно обозначается как β . По этой причине элемент и назван β -управляемым. Такой пороговый элемент может очень экономично реализовать любые пороговые функции, но не более чем трех (от силы четырех) переменных из-за возможного разброса технологических параметров транзисторов.

Принимая во внимание, что разброс технологических параметров транзисторов может быть компенсирован только в процессе обучения, В. И. Варшавский с целью увеличить логические возможности порогового элемента предложил [13, 14] схему искусственного нейрона, построенную на основе β -DTE, которая обучается пороговым логическим функциям. Эта схема состоит из синапсов, β -компаратора и выходного усилителя. Обучаемый синапс содержит пять транзисторов и один конденсатор. Такой нейрон обладает одним замечательным свойством: его реализуемость зависит только от величины порога и не зависит от количества логических входов и их весов, в то время как реализуемость схем, использующих другие подходы, зависит от суммы весов входов и порога, за исключением, быть может, neuron-MOSFET подхода. Этот факт в сочетании с относительно низкой сложностью делает нейрон на основе β -DTE очень привлекательным для использования в следующем поколении цифро-аналоговых нейрочипов.

Искусственный нейрон, предназначенный для реализации логических пороговых функций, правильнее называть обучаемым пороговым элементом (trainee threshold element – TTE). Во время обучения это устройство создает аналоговые веса для двоичных (цифровых) входных переменных. Очевидно, что искусственный нейрон с аналоговыми входами может быть построен на основе TTE.

В дальнейших работах В. И. Варшавского совместно с автором этой статьи [15–19] была доказана принципиальная возможность реализации TTE в КМОП-технологии, построенного на основе β -DTE и обучаемого произвольным пороговым булевым функциям вплоть до 12 переменных. Был предложен эффективный способ обучения таких элементов, решена проблема поддержания обученного состояния, исследованы предельные функциональные возможности элементов, а также вопросы устойчивости полученных решений относительно изменений внешних факторов. Все эксперименты проводились с использованием SPICE-моделирования для технологии 0,8 мкм при напряжении питания 5 В.

Известно, что с уменьшением размеров транзисторов ухудшаются их характеристики и уменьшается напряжение питания, что является немаловажным фактором при разработке аналоговой части устройств. Представляет интерес ответ на вопрос, до каких пределов допускается уменьшение размеров транзисторов при построении цифро-аналоговых устройств?

Данная статья преследует две цели. С одной стороны, необходимо ответить на вопрос, допустима ли реализация TTE при использовании современных технологических норм? В данном случае переход на другую технологию не может быть решен на основе масштабирования ранее разработанных схем и является достаточно сложной проблемой. В статье показано, что использование технологии 0,18 мкм и переход на напряжение питания, равное 3 В, вполне допустимы. По-видимому, для TTE дальнейшее уменьшение размеров транзисторов и напряжения питания является нецелесообразным, так как это ведет к существенному снижению его функциональных возможностей.

Вторая цель заключается в том, что указанные выше публикации являются англоязычными, поэтому представляется целесообразным повторить некоторые изложенные в них результаты для русскоязычного читателя. К сожалению, без этого первая цель не может быть достигнута.

Пороговый элемент с управляемыми входными весами

Математическая модель нейрона, появившаяся в работах МакКаллока и Питтса [20], является пороговой функцией:

$$F = \text{sign} \left(\sum_{j=1}^n w_j x_j - T \right);$$

$$\text{sign}(A) = \begin{cases} 0, & \text{если } A < 0 \\ 1, & \text{если } A \geq 0 \end{cases}, \quad (1)$$

где w_j — вес j -го входа; T — пороговое значение.

Из представления пороговой функции в виде (1) следует, что пороговый элемент традиционно реализуется в виде структуры, показанной на рис. 1.

Для построения порогового элемента с регулируемыми входными весами введена [13, 14] так называемая сокращенная форма отношения

$$F = \text{sign} \left(\sum_{j=1}^n w_j x_j - T \right) = \text{sign} \left(\frac{\sum_{j=1}^n \omega_j x_j}{T} - 1 \right) = \text{Rt} \left(\sum_{j=1}^n \omega_j x_j \right); \quad \text{Rt}(A) = \begin{cases} 1, & \text{если } A \geq 1 \\ 0, & \text{если } A < 1 \end{cases};$$

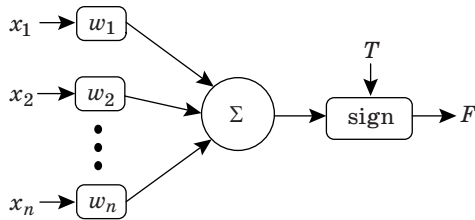
$$\omega_j = w_j / T, \quad (2)$$

что приводит к схеме β -компаратора, показанной на рис. 2, где $\omega_j \beta = \beta_n j$; $\beta_n = \beta \sum_{j=1}^n \omega_j x_j$; $\beta_p = \beta$.

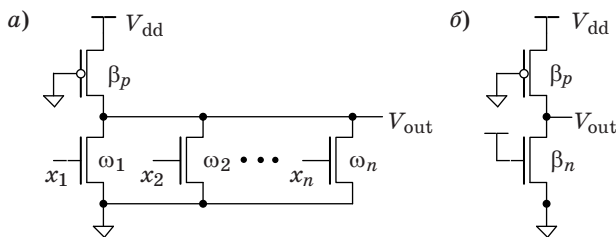
Напряжение V_{out} на выходе β -компаратора определяется отношением крутизны (β_n и β_p) вольт-амперных характеристик n - и p -цепей. По этой причине пороговый элемент называется β -управляемым. Крутизна β_n характеристики n -цепи формируется путем параллельного соединения транзисторов соответствующей ширины, определяющей веса входов x_i .

Схема, эквивалентная схеме на рис. 2, а, показана на рис. 2, б. Выходное напряжение β -компаратора определяется значением $\alpha = \beta_n / \beta_p$ следующим образом:

$$V_{\text{out}} = \begin{cases} > V_{\text{dd}} / 2, & \text{если } \alpha < 1 \\ \leq V_{\text{dd}} / 2, & \text{если } \alpha \geq 1 \end{cases}.$$



■ Рис. 1. Общая структура модели порогового нейрона



■ Рис. 2. β -компаратор: а — КМОП-реализация; б — схема замещения

Если выходное напряжение КМОП-пары (см. рис. 2, б) $V_{\text{out}} \approx V_{\text{dd}}/2$, это означает, что оба транзистора находятся в ненасыщенном режиме, поскольку они оба удовлетворяют условию $V_{\text{th}} < V_{\text{out}} < V_{\text{gs}} - V_{\text{th}}$, $V_{\text{gs}} = V_{\text{dd}}$. (Здесь для простоты принято, что пороговое напряжение V_{th} для обоих транзисторов одинаковое.) Следовательно:

$$I_n = \beta_n \left[(V_{\text{dd}} - V_{\text{th}}) V_{\text{out}} - \frac{V_{\text{out}}^2}{2} \right];$$

$$I_p = -\beta_p \left[(V_{\text{dd}} - V_{\text{th}})(V_{\text{dd}} - V_{\text{out}}) - \frac{(V_{\text{dd}} - V_{\text{out}})^2}{2} \right];$$

$$I_n + I_p = 0. \quad (3)$$

Из этих уравнений, положив $\alpha = \beta_n / \beta_p$, $V_{\text{dd}} = 3 \text{ В}$, $V_{\text{th}} \approx 0,5 \text{ В}$ (для транзисторов 0,18 мкм), путем несложных преобразований можно получить

$$\alpha V_{\text{out}}(5 - V_{\text{out}}) - (3 - V_{\text{out}})(2 + V_{\text{out}}) = 0;$$

$$\frac{dV_{\text{out}}}{d\alpha} = \frac{V_{\text{out}}^2 - 5V_{\text{out}}}{5\alpha - 1 - 2V_{\text{out}}(\alpha - 1)}.$$

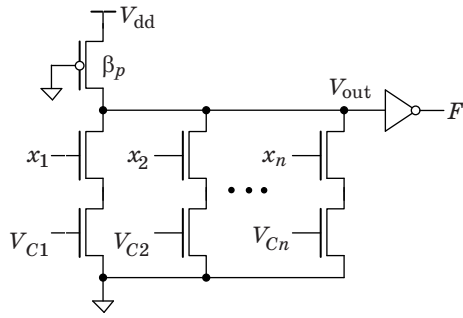
Легко видеть, что при $\alpha = 1$ в точке $V_{\text{out}} = V_{\text{dd}}/2$

$$\frac{dV_{\text{out}}}{d\alpha} \approx -1,3 \text{ В}, \text{ т. е. предложенная схема компаратора}$$

имеет чувствительность, приблизительно равную 1,3 В в этой точке. Следовательно, на уровне порога переключения выходного инвертора ($V_{\text{out}} = V_{\text{dd}}/2$) реакция β -компаратора на минимально возможное изменение (единичное) суммы весов входов имеет вид $\Delta V_{\text{out}} \approx |-1,3/T| \text{ В}$, т. е. линейно уменьшается с ростом порога функции. Например, если $T = 100$, единичное изменение суммы весов входов приводит к скачку напряжения, равному 13 мВ, в районе $V_{\text{out}} = V_{\text{dd}}/2 = 1,5 \text{ В}$, что явно недостаточно для надежного срабатывания выходного усилителя (инвертора).

Анализ [12] устойчивости β -DTE к изменению параметров показал, что с помощью β -DTE можно реализовать пороговые функции только с низкими значениями порога (три, максимум четыре). Однако искусственный нейрон — это обучаемый объект, и вариации нескольких параметров (например, технологических) могут быть компенсированы во время обучения.

Обучаемый TTE, построенный на основе β -DTE, имеет достаточно простое управление входным весом (рис. 3): управляющее напряжение V_{Ci} изменяет эквивалентную крутизну β_i i -го синапса с входом x_i . Поскольку синапс может быть в одном из двух состояний — проводящем или непроводящем, — выходное напряжение β -компаратора формируется только синапсами, которые проводят ток в данный момент.



■ Рис. 3. β -управляемый ТТЕ

Очевидно, что после достижения выходным напряжением β -компаратора порогового значения ($V_{dd}/2$) добавление новых синапсов не изменяет состояние выхода ТТЕ. Из этого можно заключить, что реализуемость β -ДТЕ и, следовательно, ТТЕ на его основе зависит только от порогового значения и не зависит от количества входов и суммы их весов [12]. Важным аспектом является чувствительность β -компаратора к изменениям тока через него в районе пороговой точки. Поскольку диапазон изменения выходного напряжения β -компаратора находится в пределах $0 - V_{dd}$, единственным способом увеличения крутизны характеристики β -компаратора в пороговой точке является увеличение нелинейности зависимости выходного напряжения β -компаратора от отношения $\alpha = \beta_n/\beta_p$.

Итак, при больших значениях порога функции помехоустойчивость ТТЕ становится особенно важной. Она определяется наименьшим изменением выходного напряжения ($\min \Delta V_{out}$) β -компаратора при достижении порогового значения. Скачок напряжения на выходе β -компаратора, равный $\min \Delta V_{out}$, может возникнуть при подключении к β -компаратору, находящемуся в предпороговом состоянии, синапса с минимальным весом входного сигнала, т. е. определяется минимальным током синапса. Помехоустойчивость и, следовательно, реализуемость заданных логических функций ТТЕ зависит не только от величины $\min \Delta V_{out}$, но и от положения порога характеристики β -компаратора относительно порога выходного усилителя.

Далее будет рассмотрен метод обучения ТТЕ заданной логической функции. Этот метод не только позволяет автоматическое позиционирование порога усилителя относительно середины скачка напряжения $\min \Delta V_{out}$, но также увеличивает $\min \Delta V_{out}$ до максимально возможного значения, т. е. $\max(\min \Delta V_{out})$, которое достигается при нахождении минимального порога функции и определяется крутизной характеристики β -компаратора. Этот метод использует три выходных усилителя с различными пороговыми

значениями, которые обеспечивают необходимую ширину гистерезиса порога. Ширина этого гистерезиса определяет значение $\max(\min \Delta V_{out})$, достижимое при обучении.

Увеличение чувствительности β -компаратора

Для повышения чувствительности β -компаратора его транзисторы должны быть в насыщенном режиме, когда выходное напряжение компаратора находится в зоне порога переключения выходного усилителя. Это может быть продемонстрировано на примере эквивалентной схемы компаратора (см. рис. 2, б).

Пусть на затворы обоих транзисторов подается не заземление и источник напряжения, а напряжения между затвором и истоком V_{gs}^p и V_{gs}^n такие, что оба транзистора находятся в режиме насыщения, когда $V_{out} = V_{dd}/2$. Для простоты предположим, что $V_{gs}^p = V_{gs}^n = V_{gs}$, $V_{th}^p = V_{th}^n = V_{th}$ и $0 < V_{gs} - V_{th} < V_{dd}/2$ (здесь V_{dd} — напряжение источника питания, а V_{th} — порог транзистора). Тогда уравнения для тока, протекающего через транзисторы, могут быть представлены в виде

$$\begin{aligned} I_n &= \beta_n (V_{gs} - V_{th})^2 (1 + \lambda_n V_{out}); \\ I_p &= -\beta_p (V_{gs} - V_{th})^2 [1 + \lambda_p (V_{dd} - V_{out})]; \\ I_n + I_p &= 0, \end{aligned} \quad (4)$$

где параметры λ_n и λ_p отражают небольшое увеличение тока транзистора, которое происходит при увеличении напряжения между стоком и истоком V_{ds} . Из этих уравнений находим

$$V_{out} = \frac{1 - \alpha + \lambda_p V_{dd}}{\lambda_p + \lambda_n \alpha}, \quad \alpha = \beta_n / \beta_p; \quad (5)$$

$$\frac{dV_{out}}{d\alpha} = -\frac{\lambda_n + \lambda_p + \lambda_n \lambda_p V_{dd}}{(\lambda_p + \lambda_n \alpha)^2}. \quad (6)$$

Пусть $\lambda_n = 0,03 \frac{1}{В}$ и $\lambda_p = 0,11 \frac{1}{В}$ (значения

этих параметров были взяты из существующих моделей транзистора). Для $V_{out} = V_{dd}/2$ легко вычислить из (5), что $\alpha = 1,15$. Параметр $\alpha \neq 1$ при таком значении V_{out} , так как значения λ_n и λ_p разные. Когда $V_{dd} = 3 В$ и $\alpha = 1,15$, $\frac{dV_{out}}{d\alpha} = -7,8 В$.

Таким образом, чувствительность β -компаратора увеличилась в 6 раз. Чем меньше значения λ_n и λ_p , тем больше чувствительность.

В ТТЕ-схеме (см. рис. 3) каждый синапс состоит из двух транзисторов. На затвор одного транзистора подается входная переменная x_j ,

а на затвор другого — напряжение V_{Cj} , которое управляет переменным весом (током в j -м синапсе).

Рассмотрим сначала нижнюю часть ТТЕ β -компаратора, где токи синапсов суммируются, и заместим пары транзисторов, которые образуют синапсы, эквивалентными транзисторами с характеристиками, показанными на рис. 4. Эти характеристики были получены с использованием SPICE-моделирования.

Слева от линии переключения режимов транзисторы находятся в ненасыщенном режиме, справа — в насыщенном режиме. Из этих характеристик легко увидеть, что когда $V_{out} = 1,5$ В, эквивалентные транзисторы находятся в насыщенном режиме, если управляющее напряжение $V_C \leq 1,5$ В, и в ненасыщенном режиме при $V_C > 1,5$ В.

Таким образом, условие насыщенного режима ограничивает диапазон изменения напряжения управления (0–1,5 В). Нарушение этого условия приводит к уменьшению выходного сигнала β -компаратора, поскольку в этом случае токи через синапсы могут перераспределяться при подключении тока дополнительного синапса. Действительно, пусть наименьший вес соответствует току синапса I_{min} и добавление этого тока к общему току других синапсов должно вызвать переключение ТТЕ. Однако это переключение может не произойти, так как если синапс с наибольшим током не насыщен, то, несмотря на общее увеличение тока, ток через этот синапс может уменьшиться за счет перераспределения токов в синапсах. Ток других ненасыщенных синапсов также уменьшается. В результате общий ток увеличивается на величину, которая значительно меньше I_{min} . Это приводит к уменьшению выходного сигнала β -компаратора.

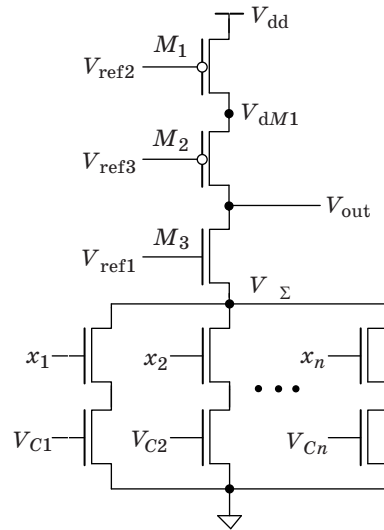
Диапазон изменения управляющих напряжений синапсов может быть расширен путем включения дополнительного n -канального транзистора M_3 в схему (рис. 5). На затвор этого транзистора подается напряжение V_{ref1} такое, что при токе, обеспечивающем $V_{out} \approx V_{dd}/2$, транзистор насыщается под действием напряжения $V_{gs} = V_{ref1} - V_{\Sigma}$.

Увеличение общего тока через синапсы путем добавления синапса с наименьшим током ведет к некоторому уменьшению V_{Σ} . При этом V_{gs} транзистора M_3 увеличивается на ту же величину и дополнительный транзистор M_3 приоткрывается, компенсируя изменение V_{Σ} .

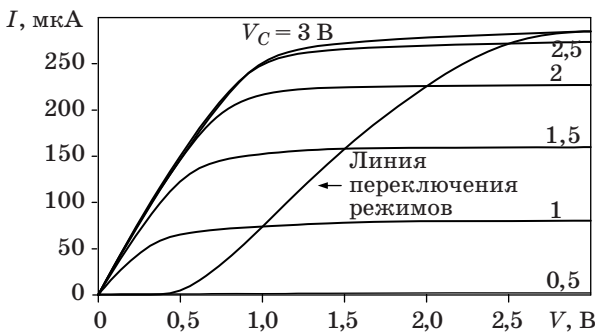
Таким образом, из-за отрицательной обратной связи дополнительный транзистор стабилизирует V_{Σ} и, следовательно, стабилизирует токи через синапсы.

Транзисторы синапсов имеют минимальную ширину 0,27 мкм, ширина транзистора M_3 — 6 мкм, транзистора M_1 — 5,4 мкм, транзистора M_2 — 6 мкм (см. рис. 5). Пусть управляющее напряжение одного из синапсов равно наибольшему возможному значению ($V_C = 3$ В), а управляющие напряжения других синапсов равны нулю. Тогда ток будет протекать только через один синапс. Временно отсоединим p -канальную часть схемы, соединим сток транзистора M_3 с источником напряжения V_{out} и снимем зависимость тока синапса от напряжения V_{out} , показанную на рис. 6.

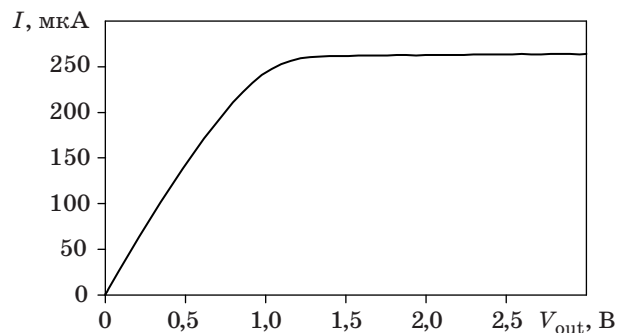
Она похожа на характеристику одного транзистора и имеет две зоны — линейную и насыщения.



■ Рис. 5. Модифицированный β -компаратор



■ Рис. 4. Характеристики транзисторов, эквивалентных транзисторной паре



■ Рис. 6. Зависимость тока синапса от V_{out} при $V_C = 3$ В

Легко видеть, что при $V_{out} \approx 1,5$ В синапс находится в режиме насыщения.

Уменьшение напряжения V_{ref1} ведет к снижению тока синапса и, следовательно, к уменьшению диапазона изменения этого тока в зависимости от значения управляющего напряжения V_C . При увеличении напряжения V_{ref1} растет ток синапса и расширяется линейная зона характеристики, что может привести к потере стабилизации тока в рабочей точке β -компаратора. Таким образом, существует оптимальное значение напряжения смещения V_{ref1} . Во всех экспериментах $V_{ref1} = 2,1$ В.

Теперь рассмотрим p -канальную часть схемы модифицированного β -компаратора (см. рис. 5). В рабочей точке ($V_{out} \approx V_{dd}/2$) она должна обеспечить ток, соответствующий наибольшему значению порога реализуемых функций. Для достижения этой цели может быть использован один p -канальный транзистор с напряжением смещения V_{ref} на его затворе, которое обеспечивает насыщение транзистора в рабочей точке. Однако в этом случае крутизна характеристики $V_{out}(I)$ в рабочей точке будет недостаточной для хорошей стабилизации порогового значения тока. По этой причине схема модифицированного β -компаратора имеет два последовательно соединенных p -канальных транзистора M_1 и M_2 , на затворы которых подаются опорные напряжения V_{ref2} и V_{ref3} соответственно (прием, используемый в каскодных усилителях [21, с. 287]). Эти опорные напряжения выбираются таким образом, что с ростом тока компаратора сначала насыщается транзистор M_1 , а затем с большей скоростью насыщается транзистор M_2 . В дальнейших экспериментах $V_{ref2} = 2,1$ В, $V_{ref3} = 1,5$ В.

Зависимость напряжения V_{dM1} на стоке транзистора M_1 от тока показана на рис. 7.

При вхождении транзистора M_1 в зону насыщения напряжение V_{gs} на затворе транзистора M_2 начинает изменяться с большей скоростью,

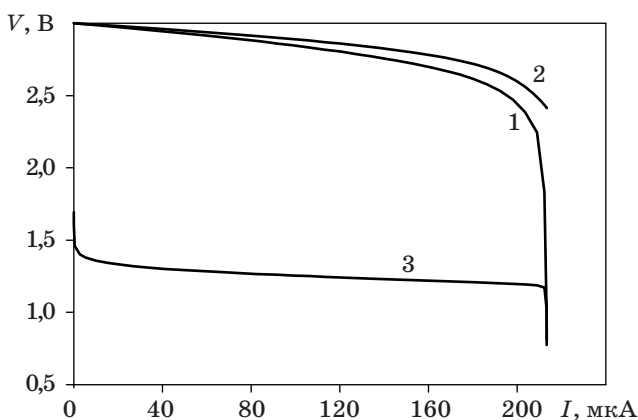


Рис. 7. Экспериментально полученные зависимости: 1 — $V_{out}(I)$; 2 — $V_{dM1}(I)$; 3 — $V_{\Sigma}(I)$

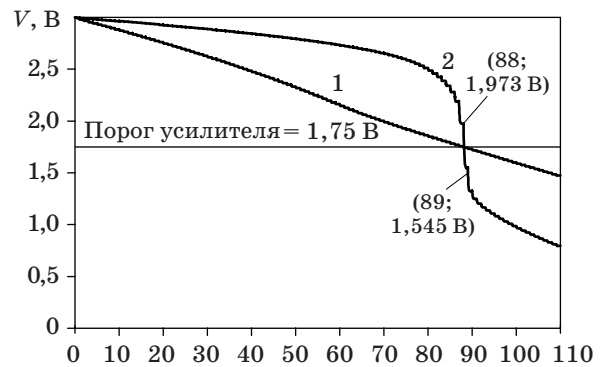


Рис. 8. Характеристики β -компаратора для старой (1) и новой (2) схемы

так как $V_{gs} = V_{ref3} - V_{dM1}$. Падение напряжения на транзисторе M_2 стремительно возрастает, увеличивая крутизну характеристики $V_{out}(I)$ (кривая 1 на рис. 7). Кривая 3 демонстрирует удовлетворительную стабилизацию падения напряжения $V_{\Sigma}(I)$ на синапсе.

Для сравнений на рис. 8 представлены экспериментальные характеристики старого и нового β -компаратора, рассчитанного на максимальное значение порога функций, равного 89.

При проведении этого эксперимента к β -компаратору последовательно подключались синапсы, на управляющие входы которых подавалось напряжение $\min V_C$, соответствующее наименьшему весу входных переменных, а на информационные входы — $x = V_{dd}$, т. е. синапсы с минимальным током. Как видно из рисунка, для старой схемы β -компаратора (кривая 1) скачок напряжения почти везде одинаков и в районе порога выходного усилителя равен ≈ 15 мВ. Модифицированный β -компаратор при добавлении 89-го синапса дает максимальный скачок напряжения $\max \Delta V_{out} = 428$ мВ на своем выходе V_{out} (кривая 2). Естественно выбрать пороговое напряжение выходного усилителя в середине этого скачка на уровне 1,75 В. Легко видеть, что ТТЕ с таким β -компаратором и 89 синапсами может реализовать пороговую функцию И на 89 входов. Причина, по которой выбрано это странное число 89, будет ясна из дальнейшего изложения.

Схемы для экспериментов и метод обучения ТТЕ

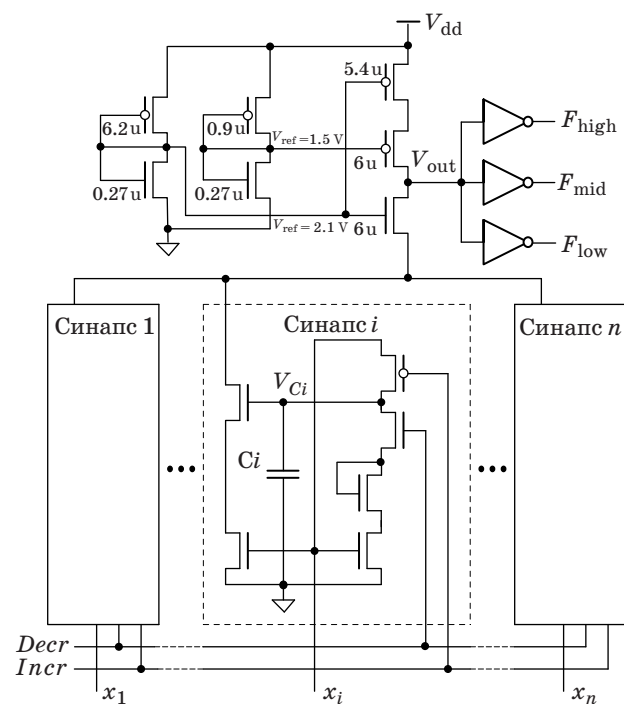
Схема ТТЕ

Схемы, которые используются для создания управляющих напряжений, определяющих веса входных переменных ТТЕ, практически не зависят от способа реализации синапсов. Некоторые из них были опубликованы (например, [9]), и все они имеют похожую структуру. Основное различие заключается в выборе типа элемента памяти

(конденсатор или транзистор с плавающим затвором) и способа представления значений входных двоичных переменных ($\{0, 1\}$ или $\{-1, +1\}$).

На полной схеме ТТЕ, используемой в экспериментах (рис. 9), напряжения смещения транзисторов β -компаратора (1,5 и 2,1 В) формируются с помощью делителей напряжения, выполненных по схеме токового зеркала. Каждый из синапсов ТТЕ содержит пять транзисторов, один диод (транзистор в диодном включении) и конденсатор. Два из пяти транзисторов образуют одну из параллельных ветвей β -компаратора. Входная переменная подается на затвор нижнего транзистора этой пары, а управляющее напряжение, снимаемое с конденсатора, — на затвор верхнего транзистора. Такой порядок соединения транзисторов делает зависимость тока синапса от управляющего напряжения более линейной (за счет отрицательной обратной связи) и сокращает в несколько раз влияние переключения значения входной переменной на управляющее напряжение (через паразитную емкость). Все транзисторы синапса имеют минимальную ширину (0,27 мкм). Емкость конденсатора выбрана равной 1 пФ.

Транзистор в диодном включении в схеме синапса, в принципе, может быть опущен. Он предназначен для того, чтобы при обучении ТТЕ сигналы *decr* могли разрядить конденсатор лишь до величины напряжения, равного напряжению порога диода, которое несколько ниже напряжения, устанавливающего минимальный ток синапса. Такое ограничение существенно умень-



■ Рис. 9. Схема ТТЕ

шает время обучения. Кроме того, включение диода уменьшает влияние через паразитные емкости изменения значений входной переменной на сохранение заряда конденсатора, когда цепь его разряда не работает.

Во время обучения напряжение, управляющее током синапса (весом переменной), аккумулируется на конденсаторе. Изменение заряда конденсатора допускается только в случае, когда синапс активен, т. е. когда входная переменная принимает значение «лог.1». До тех пор, пока β -компаратор ТТЕ не выйдет в рабочую точку, заряд конденсатора может увеличиваться непрерывно, а дискретно приближаться к определенным порциям (квантами), определяющими максимальный шаг обучения. При достижении β -компаратором рабочей точки конденсатор синапса может как заряжаться, так и разряжаться на шаг обучения, который формируется автоматически от максимально возможного до минимальной величины, обусловленной задержкой срабатывания ТТЕ. Максимальная величина шага обучения выбирается исходя из требуемой точности установки управляющих напряжений синапсов и определяется амплитудой сигналов *Incr* (increment — увеличение) и *Decr* (decrement — уменьшение) и их длительностью.

При обучении ТТЕ сложным пороговым функциям (с большим значением суммы весов входов и порога) максимальный шаг обучения должен быть небольшим. Алгоритмы обучения обычно строятся таким образом, что как только выходной сигнал ТТЕ начинает совпадать со значением обучающей функции, обучение прекращается. Из-за маленького шага обучения в случае, когда ТТЕ правильно сработает после того, как переменная с наименьшим весом изменит свое значение, скачок напряжения на выходе β -компаратора может лишь незначительно превысить минимально допустимую величину, достаточную для срабатывания выходного усилителя.

Для того чтобы расширить границы надежного сохранения состояния ТТЕ после обучения, его схема содержит три выходных усилителя с различными порогами срабатывания: высоким, средним и низким. В обученном ТТЕ значение пороговой функции снимается с выхода F_{mid} усилителя со средним порогом. Выходные сигналы F_{high} and F_{low} усилителей с высоким и низким порогами соответственно используются лишь во время обучения ТТЕ. После обучения такого ТТЕ скачок напряжения ΔV_{out} на выходе β -компаратора, который вызывает переключение выхода F_{mid} среднего усилителя, должен быть не меньше, чем разность пороговых напряжений срабатывания двух других усилителей.

Итак, управляющие напряжения синапсов, сформированные в процессе обучения, сохраня-

ются на конденсаторах и, следовательно, могут изменяться благодаря паразитным сопротивлениям утечки. В связи с этим необходимо организовать процедуру обновления емкостной памяти. Три выходных усилителя с различными порогами чувствительности позволяют решить и эту проблему, например, путем организации автокоррекции управляющих напряжений, используя выходной сигнал F_{mid} ТТЕ в качестве обучающей последовательности значений функции.

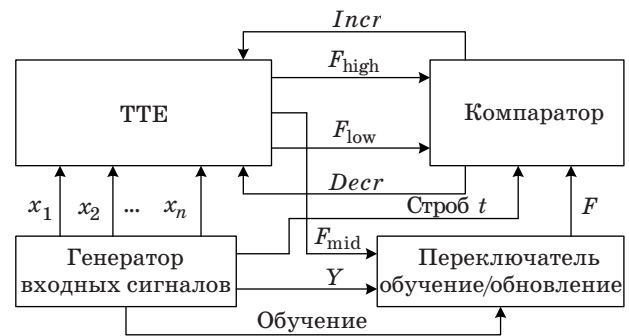
Общая схема для экспериментов

Общая структурная схема, используемая при моделировании процесса обучения ТТЕ заданной пороговой логической функции, показана на рис. 10.

Генератор входных сигналов вырабатывает периодически повторяемые последовательности наборов значений входных переменных x_1, x_2, \dots, x_n и последовательность значений логической функции Y на этих наборах, а также стробирующие сигналы t и однократный сигнал, управляющий переключением режима обучения на режим обновления.

Переключатель обучение/обновление направляет на его выход F либо сигнал Y (при обучении), либо выходной сигнал F_{mid} ТТЕ (при обновлении).

Компаратор в обоих режимах вырабатывает сигналы $Incr$ и $Decr$, максимальная длительность которых определяется длительностью стробирующего сигнала t . Логические функции этих сигналов имеют вид $Incr = \bar{F} \vee F_{low} \vee \bar{t}$ и $Decr = \bar{F} \cdot F_{high} \cdot t$. Активными значениями сигналов $Incr$ и $Decr$ являются соответственно «лог.0» и «лог.1». Физически эти сигналы реализуются с ограниченной амплитудой напряжения такой, чтобы в цепях заряда и разряда конденсаторов синапсов создавался ток, равный 0,2 мкА. Для ограничения амплитуды сигналов используются



■ Рис. 10. Общая схема для экспериментов

делители напряжения. При длительности строба t , равной 100 нс, и емкости конденсаторов 1 пФ максимальный шаг обучения составляет 20 мВ. Сокращение шага обучения в рабочей точке ТТЕ происходит при совпадении значений сигналов F_{low} или F_{high} со значением сигнала \bar{F} . В результате шаг обучения может изменяться от 20 мВ до 0, что дает возможность устанавливать напряжения на конденсаторах синапсов с точностью до 1 мВ. Выбор значения максимального шага обучения зависит от сложности обучаемой функции, вернее, от числа переменных функции, которые одновременно могут принимать значение «лог.1» в формируемых наборах.

Продолжение статьи, в котором обосновывается выбор обучающих пороговых функций для моделирования процесса обучения ТТЕ, приводятся результаты SPICE моделирования с использованием моделей транзисторов MOSIS 0,18 мкм, определяются ограничения на реализуемость ТТЕ и доказывается возможность его обучения произвольным логическим функциям, зависящим от не более чем 11 переменных, будет представлено в следующем номере журнала.

Литература

1. Mead C. Analog VLSI and Neural Systems. — Addison-Wesley, 1989. — 371 p.
2. Fakhraie S. M., Smith K. C. VLSI-Compatible Implementations for Artificial Neural Networks. — Kluwer, Boston-Dordrecht-London, 1997. — 194 p.
3. Shibata T., Ohmi T. Neuron MOS Binary-logic Integrated Circuits. Part 1: Design Fundamentals and Soft-hardware Logic Circuit Implementation // IEEE Transactions on Electron Devices. 1993. Vol. 40. N 5. P. 974–979.
4. Ohmi T., Shibata T., Kotani K. Four-Terminal Device Concept for Intelligence Soft Computing on Silicon Integrated Circuits // Proc. of IIZUKA'96. 1996. P. 49–59.
5. Ohmi T. VLSI Reliability through Ultra Clean Processing // Proc. of the IEEE. 1993. Vol. 81. N 5. P. 716–729.
6. Lazzaro J. P. Low-Power Silicon Spiking Neurons and Axons // IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems, San Diego, CF, 1992. P. 2220–2224.
7. Varrientos J. E., Sanchez-Sinencio E., Ramires-Angulo J. F. Current-Mode Cellular Neural Network Implementation // IEEE Transaction on Circuit and Systems. 1993. Vol. 40. N 3. P. 147–153.
8. Herrera A., Quintana S., Perez J. L., Hernandez G. Electronic Implementation and Analysis of a Small Neural Network // Instrumentation and Development. 1997. Vol. 3. N 7. P. 25–33.
9. Montalvo A., Gyurcsik R., Paulos J. Toward a General-Purpose Analog VLSI Neural Network with On-

- Chip Learning// IEEE Transactions on Neural Networks. Mar. 1997. Vol. 8. N 2. P. 413–423.
10. Lashevsky R., Takahara K., Souma M. Neuron MOSFET as a Way to Design the Threshold Gates with the Threshold and Inputs Weights Alterable in Real Time// Proc. of the IEEE Asia-Pacific Conf. on Circuits and Systems, Chiangmai, Thailand, Nov. 24–27, 1998. P. 263–266.
 11. Lashevsky R., Takahara K., Souma M. The Efficiency of Neuron-MOS Transistors in Threshold Logic // Proc. of Conf. «Soft Computing 3». Springer-Verlag, 1999. P. 20–29.
 12. Varshavsky V. Beta-Driven Threshold Elements// Proc. of the 8th Great Lakes Symp. on VLSI. IEEE Computer Society, Feb. 19–21, 1998. P. 52–58.
 13. Varshavsky V. Simple CMOS Learnable Threshold Element// Intern. ICSC/IFAC Symp. on Neural Computation, Vienna, Austria, Sept. 23–25, 1998.
 14. Varshavsky V. CMOS Artificial Neuron on the Base of Beta-Driven Threshold Elements// IEEE Intern. Conf. on Systems, Man and Cybernetics, San Diego, CA, Oct. 11–14, 1998. P. 1857–1861.
 15. Varshavsky V., Marakhovsky V. Beta-CMOS Implementation of Artificial Neuron// SPIE's 13th Annual Intern. Symp. on Aerospace/Defense Sensing, Simulation, and Controls. Applications and Science of Computational Intelligence II, Orlando, Florida, Apr. 5–8, 1999. P. 210–221.
 16. Varshavsky V., Marakhovsky V. Beta-CMOS Artificial Neuron and Implementability Limits// Lecture Notes in Computer Science 1607/ Ed. Jose Mira and Juan V. Sanchez-Andves/ Engineering Applications of Bio-Inspired Artificial Neural Networks. Springer, 1999. Vol. 11. P. 117–128.
 17. Varshavsky V., Marakhovsky V. The Simple Neuron CMOS Implementation Learnable to Logical Threshold Functions// Proc. of Intern. Workshop on Soft Computing in Industry (IWSCI'99), June 16–18, 1999, Hokkaido, Japan. IEEE Press, 1999. P. 463–468.
 18. Varshavsky V., Marakhovsky V. Implementability Restrictions of the Beta-CMOS Artificial Neuron// The Sixth Intern. Conf. on Electronics, Circuits and Systems (ICECS'99), Pafos, Cyprus, Sept. 5–8. IEEE Press, 1999. P. 401–405.
 19. Varshavsky V., Marakhovsky V., Saito H. CMOS Implementation of an Artificial Neuron Training on Logical Threshold Functions// WSEAS Transaction on Circuits and Systems. Apr. 2009. Iss. 4. Vol. 8. P. 370–391.
 20. McCulloch S., Pitts W. A Logical Calculus of the Ideas Imminent in Nervous Activity// Bulletin of Mathematical Biophysics. 1943. N 5. P. 115–133.
 21. Allen F. E., Holberg D. R. CMOS Analog Circuit Design. — Oxford University Press, 1987. — 784 p.

UDC 681.3

CMOS Implementation of the Trainee's Threshold Logical Element. Part I. Design and Training DiagramMarakhovsky V. B.^a, Dr. Sc., Tech., Professor, vbmarak@gmail.com^aSaint-Petersburg State Politechnical University, 29, Polytechnicheskaya St., 195251, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: The objective is to show a possibility of implementation an analog-digital artificial neuron on the example of building a logical threshold element learning complex logical threshold functions in CMOS technology which uses modern design standards. **Methods:** representation of McCulloch — Pitts neuron in the form of relation of the total of weighted inputs to the threshold and development of a methodology of designing a threshold logical learning element consisting of synapses which conductivity depends on input variables and their threshold weights reduced to function which are accumulated during a learning process in analog memory elements; a high sensitive comparator which compares total conductivity of synapses with conductivity of its p-channel part represents the highest function threshold value; and three output amplifiers with different firing thresholds. **Results:** It has been shown that implementability of a threshold learning element depends only on a function threshold value and does not depend on the total of input weights and their number. The element can be trained to implement an arbitrary threshold function which threshold does not exceed a given value. The element circuit considered in the paper is oriented towards the maximum threshold value equal to 89 and is capable to implement any threshold function of 10 variables. There has been proposed a training diagram which provides parallel forming of weights for active inputs and makes an automatic choice a value of a learning step. All practical results are received using PSPICE simulation of circuits constructed in CMOS technology of 0.18 micron. **Practical relevance:** There have been considerably extended functional possibilities of the proposed threshold learning element. It can be applied in logical systems of image recognition and for creation a new generation of neuron chips.

Keywords — Artificial Neuron, Synapse, Threshold Logical Learning Element, Training Algorithm, Learning Step, CMOS Technology, Threshold Logical Function

References

1. Mead C. *Analog VLSI and Neural Systems*. Addison-Wesley, 1989. 371 p.
2. Fakhraie S. M., Smith K. C. *VLSI-Compatible Implementations for Artificial Neural Networks*. Kluwer, Boston-Dordrecht-London, 1997. 194 p.
3. Shibata T., Ohmi T. *Neuron MOS Binary-Logic Integrated Circuits. Part 1. Design Fundamentals and Soft-Hardware Logic Circuit Implementation*. *IEEE Transaction on Electron Devices*, 1993, vol. 40, no. 5, pp. 974–979.
4. Ohmi T., Shibata T., Kotani K. Four-Terminal Device Concept for Intelligence Soft Computing on Silicon Integrated Circuits. *Proc. of IIZUKA'96*, 1996, pp. 49–59.
5. Ohmi T. VLSI Reliability through Ultra Clean Processing. *Proc. of the IEEE*, 1993, vol. 81, no. 5, pp. 716–729.
6. Lazzaro J. P. Low-Power Silicon Spiking Neurons and Axons. *IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems*, San Diego, CA, 1992, pp. 2220–2224.
7. Varrientos J. E., Sanchez-Sinencio E., Ramires-Angulo J. F. Current-Mode Cellular Neural Network Implementation.

- IEEE Transaction on Circuit and Systems*, 1993, vol. 40, no. 3, pp. 147–153.
8. Herrera A., Quintana S., Perez J. L., Hernandez G. Electronic Implementation and Analysis of a Small Neural Network. *Instrumentation and Development*, 1997, vol. 3, no. 7, pp. 25–33.
 9. Montalvo A., Gyurcsik R., Paulos J. Toward a General-Purpose Analog VLSI Neural Network with On-Chip Learning. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 1997, vol. 8, no. 2, pp. 413–423.
 10. Lashevsky R., Takahara K., Souma M. Neuron MOSFET as a Way to Design the Threshold Gates with the Threshold and Inputs Weights Alterable in Real Time. *Proc. of the IEEE Asia-Pacific Conf. on Circuits and Systems*, Chiang-mai, Thailand, Nov. 24–27, 1998, pp. 263–266.
 11. Lashevsky R., Takahara K., Souma M. The Efficiency of Neuron-MOS Transistors in Threshold Logic. *Proc. Conf. "Soft Computing 3"*. Springer-Verlag, 1999, pp. 20–29.
 12. Varshavsky V. Beta-Driven Threshold Elements. *Proc. of the 8th Great Lakes Symp. on VLSI. IEEE Computer Society*, Feb. 19–21, 1998, pp. 52–58.
 13. Varshavsky V. Simple CMOS Learnable Threshold Element. *Intern. ICSC/IFAC Symp. on Neural Computation*, Vienna, Austria, Sept. 23–25, 1998.
 14. Varshavsky V. CMOS Artificial Neuron on the Base of Beta-Driven Threshold Elements. *IEEE Intern. Conf. on Systems, Man and Cybernetics*, San Diego, CA, Oct. 11–14, 1998, pp. 1857–1861.
 15. Varshavsky V., Marakhovsky V. Beta-CMOS Implementation of Artificial Neuron. *SPIE's 13th Annual Intern. Symp. on Aerospace/Defense Sensing, Simulation, and Controls. Applications and Science of Computational Intelligence II*, Orlando, Florida, Apr. 5–8, 1999, pp. 210–221.
 16. Varshavsky V., Marakhovsky V. Beta-CMOS Artificial Neuron and Implementability Limits. *Lecture Notes in Computer Science 1607*, Ed. Jose Mira and Juan V. Sanchez-Andves, Engineering Applications of Bio-Inspired Artificial Neural Networks. Springer, 1999, vol. 11, pp. 117–128.
 17. Varshavsky V., Marakhovsky V. The Simple Neuron CMOS Implementation Learnable to Logical Threshold Functions. *Proc. of Intern. Workshop on Soft Computing in Industry (IWSCI'99)*, June 16–18, 1999, Hokkaido, Japan, IEEE Press, 1999, pp. 463–468.
 18. Varshavsky V., Marakhovsky V. Implementability Restrictions of the Beta-CMOS Artificial Neuron. *The Sixth Intern. Conf. on Electronics, Circuits and Systems (ICECS'99)*, Cyprus, Sept. 5–8, 1999, IEEE Press, pp. 401–405.
 19. Varshavsky V., Marakhovsky V., Saito H. CMOS Implementation of an Artificial Neuron Training on Logical Threshold Functions. *WSEAS Transaction on Circuits and Systems*, Apr. 2009, iss. 4, vol. 8, pp. 370–391.
 20. McCulloch S., Pitts W. A Logical Calculus of the Ideas Imminent in Nervous Activity. *Bulletin of Mathematical Biophysics*, 1943, no. 5, pp. 115–133.
 21. Allen F. E., Holberg D. R. *CMOS Analog Circuit Design*. Oxford University Press, 1987. 784 p.

Уважаемые подписчики!

Полнотекстовые версии журнала за 2002–2013 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-upravlyayuschie-sistemy>). Печатную версию архивных выпусков журнала за 2003–2013 гг. Вы можете заказать в редакции по льготной цене.

Журнал «Информационно-управляющие системы» выходит каждые два месяца. Стоимость годовой подписки (6 номеров) для подписчиков России — 4200 рублей, для подписчиков стран СНГ — 4800 рублей, включая НДС 18 %, почтовые и таможенные расходы.

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

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

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

а также через посредство подписных агентств:

«Северо-Западное агентство „Прессинформ“»

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

сайт: <http://www.pinform.spb.ru>

«МК-Периодика» (РФ + 90 стран)

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

«Информнаука» (РФ + ближнее и дальнее зарубежье)

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

«Гал»

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

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

Новороссийск, тел.: (8617) 670-474

«Деловая пресса»

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

«Коммерсант-Курьер»

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

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

Сайт: <http://www.ural-press.ru>

«Идея» (Украина)

Сайт: <http://idea.com.ua>

«ВТЛ» (Узбекистан)

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

и др.

УДК 004.45

АРХИТЕКТУРА АВТОНОМНОГО МИКРОГИПЕРВИЗОРА РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ И АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ЕГО ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

И. В. Колчин^а, канд. техн. наук, ведущий инженер

С. Н. Филиппов^{а, б}, младший инженер, аспирант

^аООО «Сименс», департамент корпоративных технологий, Санкт-Петербург, РФ

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

Постановка проблемы: гипервизоры и виртуальные машины приобрели популярность в последнее десятилетие благодаря своим многочисленным преимуществам. Однако есть и обратная сторона этого положения, особенно для компаний, разрабатывающих системы с особыми требованиями безопасности. Программное обеспечение становится слишком сложным, чтобы быть совместимым со всеми версиями и конфигурациями оборудования. Как следствие, подобное программное обеспечение трудно сертифицировать на соответствие требованиям стандартов безопасности, таким как IEC 61508. Целью исследования является разработка аппаратно-зависимого гипервизора на «пустом» аппаратном обеспечении без установленной операционной системы с фиксированной конфигурацией, запускающего три гостевые операционные системы. **Результаты:** написан гипервизор реального времени с микроядерной архитектурой, использующий технологию VT-d для проброса устройств в гостевые операционные системы и технологию VT-x для виртуализации процессора. Доказана возможность создания микроядерного гипервизора реального времени для жестко заданной аппаратной платформы с объемом исходных кодов менее 10 тыс. строк. Разработан и проверен метод и аппаратно-программное обеспечение для тестирования характеристик реального времени программ. **Практическая значимость:** представленный подход к написанию гипервизора делает возможным создание компактного микрогипервизора реального времени небольшой командой разработчиков. Предложенный метод тестирования характеристик реального времени позволяет автоматизировать этот процесс.

Ключевые слова — системное программное обеспечение, системы реального времени, системы с требованиями безопасности, симметричная многопроцессорность, виртуальные машины.

Введение

Концепция виртуальной машины как совокупности ресурсов, которые эмулируют поведение реальной машины, появилась в Кембридже в конце 1960-х гг. С тех пор ее очевидные преимущества: повышение изоляции, безопасность, распределение ресурсов, постоянная доступность, повышение качества администрирования и т. д. [1] — из года в год получали дальнейшее развитие. Резкий толчок бурному развитию дала аппаратная поддержка виртуализации на самой популярной платформе x86, когда в середине 2000-х компании Intel и AMD анонсировали технологии VT-x и AMD-V соответственно. До этого события первой попыткой корпорации Intel внедрить в свои процессоры технологии аппаратной виртуализации был режим виртуального процессора 8086 в процессоре 80386, который появился в 1985 г. Возможность аппаратной виртуализации добавила к вышеупомянутым преимуществам еще целый ряд:

- упрощение разработки программных платформ виртуализации за счет предоставления аппаратных интерфейсов управления и поддержки виртуальных гостевых систем;

- возможность увеличивать быстродействие платформ виртуализации;

- улучшение защищенности, возможность переключения между несколькими запущенными независимыми платформами виртуализации на аппаратном уровне;

- запуск 64-битных гостевых систем на 32-битных хостовых системах.

К сожалению, стоит также отметить, что аппаратная виртуализация потенциально несет в себе не только положительные моменты. Возможность управлять гостевыми системами посредством гипервизора и простота написания платформы виртуализации с использованием аппаратных техник позволяют разрабатывать вредоносное программное обеспечение (ПО), которое после получения контроля над хостовой операционной системой (ОС) виртуализует ее и осуществляет все действия за ее пределами [2].

Программа, которая обеспечивает или позволяет одновременное, параллельное выполнение нескольких или даже многих ОС на одном и том же хост-компьютере, называется гипервизором, или монитором виртуальных машин. общепринятая классификация гипервизоров [3] (рис. 1):

- автономный гипервизор (тип 1). Имеет свои встроенные драйверы устройств, модели драйверов и планировщик и поэтому не зависит от базовой ОС.



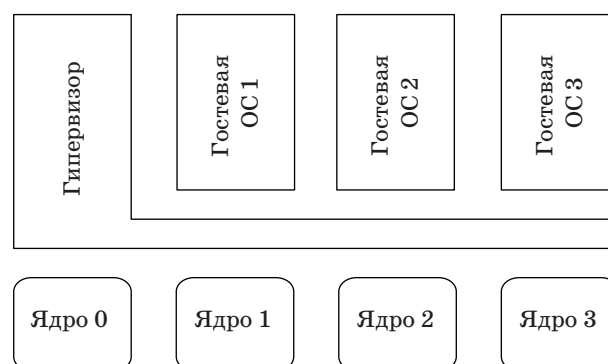
■ Рис. 1. Типы виртуализации

Так как автономный гипервизор работает непосредственно на оборудовании, то он более производительен [4]. Пример — VMware ESX;

— на основе базовой ОС (тип 2). Этот компонент работает в одном кольце с ядром основной ОС (кольцо 0). Гостевой код может выполняться прямо на физическом процессоре, но доступ к устройствам ввода-вывода компьютера из гостевой ОС осуществляется через второй компонент, обычный процесс основной ОС — монитор уровня пользователя. Примеры: Microsoft Virtual PC, VMware Workstation, QEMU, Parallels, VirtualBox;

— гибридный (тип 1+). Гибридный гипервизор состоит из двух частей: из тонкого гипервизора, контролирующего процессор и память, а также работающей под его управлением специальной сервисной ОС в кольце пониженного уровня [5]. Через сервисную ОС гостевые ОС получают доступ к физическому оборудованию. Примеры: Xen, Citrix XenServer, Microsoft Hyper-V.

В настоящее время существует, помимо упомянутых, огромное количество всевозможных гипервизоров, в том числе сертифицированных для промышленных приложений, например, с особыми требованиями к надежности, безопасности и пр. Такие разработчики, как Wind River Systems, Green Hills Software, SYSGO AG и т. д. — настоящие лидеры рынка, и угнаться за ними очень сложно. Чтобы избежать громоздкости универсальных продуктов и обеспечить возможность сертификации, было решено разработать гипервизор с фиксированной конфигурацией, запускающий три гостевые системы (рис. 2). Был выбран гипервизор 1-го типа с целью увеличить производительность системы. В качестве платформы взят четырехъядерный процессор Intel Core i5. Таким образом, мы избавились от бесчисленного множества нюансов, связанных с поддерживаемыми функциями процессоров, версиями и т. д., которые существенно усложняют ПО. Лишив продукт гибкости, мы получили возможность минимизировать объем кода гипервизора. В нашем понимании микрогипервизор



■ Рис. 2. Распределение гипервизора и гостевых ОС на выделенных ядрах для минимизации взаимного влияния на производительность

должен содержать не более 10 тыс. строк кода. Это позволяет упростить архитектуру ПО, сократить трудоемкость, срок разработки и облегчить сертификацию. Вот почему разработанный гипервизор характеризуется как микро, аппаратно-зависимый и автономный. Наша концепция направлена на то, что проще разрабатывать отдельные версии компонентного ПО гипервизора для каждой аппаратной конфигурации, нежели одну универсальную на всех.

Обзор аналогичных работ

Известны несколько продуктов, именуемых микрогипервизорами [1]: NOVA, OKL4, Codezero, XVisor. Рассмотрим некоторые из них более подробно.

NOVA (NOVA OS Virtualization Architecture) — это исследовательский проект, нацеленный на создание безопасной виртуализационной среды с малым объемом исходного кода [6]. NOVA состоит из микрогипервизора и пользовательской среды для базовых функций системы. Будучи микроядром третьего поколения, NOVA использует возможность авторизации на основе модели и предоставляет только базовые механизмы

виртуализации, пространственное и временное разграничение, планирование, коммуникацию и управление платформой ресурсов. Разделенная многосерверная среда реализует дополнительные сервисы ОС в режиме пользователя, такие как драйверы устройств, стеки протоколов и политики. На машинах с поддержкой аппаратной виртуализации NOVA может запустить несколько немодифицированных ОС одновременно. Каждая виртуальная машина имеет свой собственный монитор, который работает в качестве непривилегированного пользователя приложения поверх гипервизора.

Микровизор OKL4 разработки Open Kernel Labs [7] основан на концепции микроядра, основная идея которой состоит в том, чтобы уменьшить код ядра фундаментальных механизмов и реализации реальных системных служб на уровне пользователя серверов. Такой дизайн делает взаимодействие клиента и сервера критичным к производительности, поэтому микроядро требует очень быстрого механизма межпроцессорного взаимодействия. Микроядро должно быть достаточно общим, чтобы поддержать надстройку любых систем. Название «микровизор» отражает тот факт, что встроенный гипервизор реализуется на основе микроядра виртуализации L4 как его неотъемлемой подсистемы. Сравнение микроядерных и традиционных архитектур мониторов виртуальных машин как подходов для встраиваемых гипервизоров является предметом продолжающихся дебатов [8]. Микровизор OKL4 является микроядром L4 третьего поколения. Он широко используется в мобильных беспроводных устройствах в связи с растущим спросом на высокоэффективные платформы виртуализации во встраиваемых системах.

Встраиваемый гипервизор Codezero [1] — это новый гипервизор, основанный на архитектуре микроядра L4, но написанный «с нуля», чтобы воспользоваться преимуществами новейших исследований в микроядерной архитектуре. Он следует фундаментальным принципам микроядра в том, что реализует адресные пространства, управление потоками и межпроцессорным взаимодействием только в привилегированном микроядре, наряду с возможностями виртуализации. Codezero реализует типовой уровень абстракции над аппаратной платформой. Уровень абстракции реализует многопоточность, межпроцессорный обмен, адресное пространство управления, отображение адресного пространства, безопасность, питание и восстановление после ошибок управления.

Представляемый гипервизор вобрал в себя некоторые идеи из упомянутых выше. Однако мы подчеркиваем некоторые принципиальные

отличия, одними из которых являются следующие:

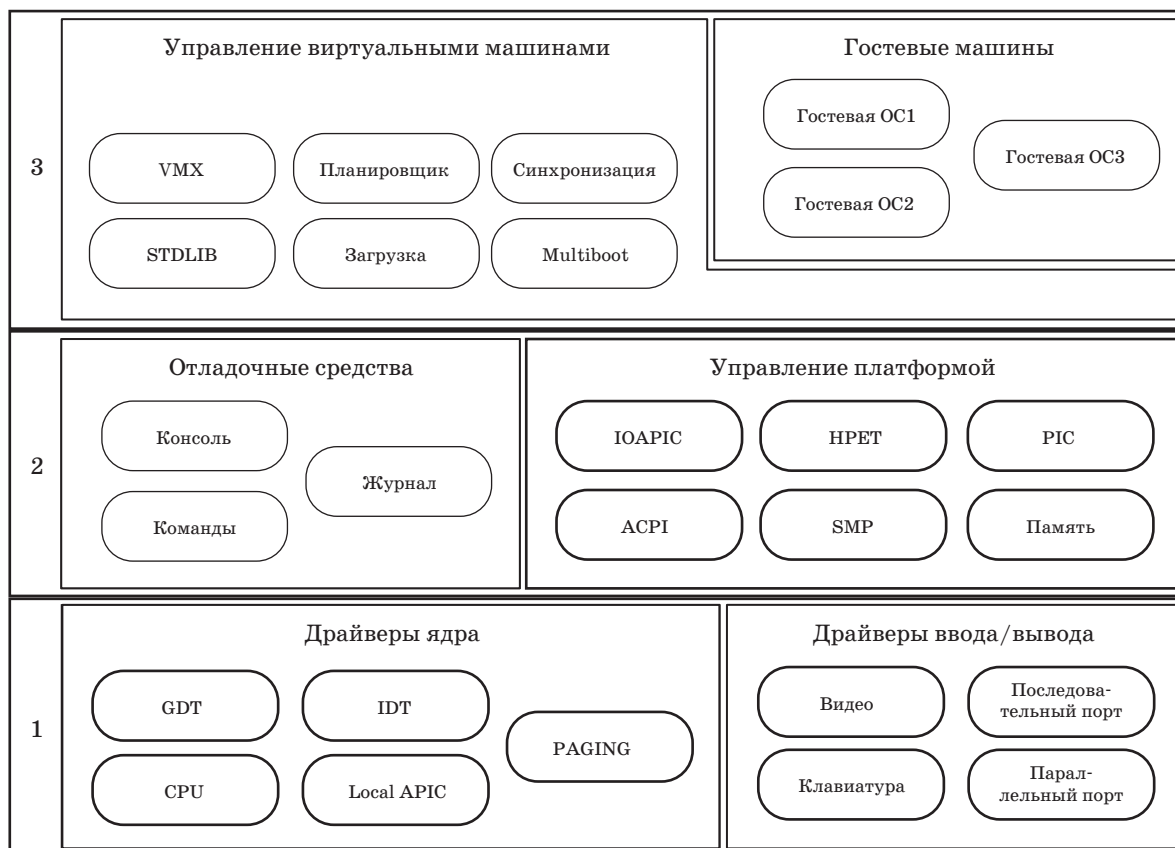
- применяется экзоядро, которое допускает прямой доступ к аппаратным средствам, таким образом устраняя абстракции и сокращая издержки при обмене уровней;
- гипервизор предназначен для использования на конкретной платформе;
- каждое ядро и периферийные устройства жестко привязаны к какой-либо гостевой ОС;
- отсутствуют средства обмена между гостевыми ОС; гостевые ОС не видят друг друга — они полностью изолированы;
- гостевая ОС может исполняться в реальном времени, при этом ее поведение становится детерминированным.

Компоненты и принцип работы гипервизора

Архитектура

Архитектура гипервизора построена по компонентному принципу (рис. 3). Все компоненты имеют четко очерченные интерфейсы. Такой подход является очень важным, чтобы упростить модификации при переходе на другую платформу. Как уже говорилось, каждая версия нашего гипервизора работает только на определенной фиксированной аппаратной конфигурации. Это необходимо для того, чтобы ПО содержало только необходимый в текущий момент функционал. Чем проще — тем надежнее, проще верификация и сертификация.

Компоненты делятся на три слоя: 1 — низкоуровневые драйверы; 2 — управление платформой и отладочные утилиты; 3 — управление виртуализацией. Уровень драйверов подразделяется на два блока — ядро и ввод/вывод. В первый входит управление сегментированной и страничной памятью, таблицей прерываний, функциями ядра процессора и Local APIC. Ввод/вывод включает следующие устройства: графический дисплей, клавиатуру, последовательный и параллельный порты. Следующий уровень компонентов — это логическая надстройка над драйверами. HPET (high-precision event timer) используется для средств синхронизации и работы профилировщика. Модуль I/O APIC предназначается для конфигурации распределения прерываний по ядрам. Модуль ACPI позволяет получать информацию о конфигурации оборудования, реализовывать программный сброс и выключение. Модуль SMP имеет реализацию функций для запуска, приостановки и сброса ядер. Блок управления отладкой включает многооконную консоль (для каждого ядра), обработчик команд и ведения журнала (протоколирования). На самом верхнем уровне располагается слой компонентов менеджера виртуальных машин и самих гостевых машин.



■ Рис. 3. Компонентная архитектура микрогипервизора

На рисунке показаны только основные компоненты системы. На самом деле их намного больше, но даже несмотря на это система достаточно компактная за счет включения только самого необходимого. Еще раз повторим, что единственный минус такой архитектуры — полное отсутствие гибкости.

Загрузка и выполнение

Для загрузки гипервизора (рис. 4) [9], конфигурационного файла и образов гостевых систем мы используем multiboot-совместимые средства, такие как GRUB для загрузки с файловой системы компьютера или PXELINUX для загрузки по сети. Multiboot-загрузка является очень удобным средством, поскольку устраняет необходимость реализовывать файловую систему в ядре гипервизора для загрузки модулей. Также она автоматически переводит ядро в защищенный режим и выдает информацию о карте памяти. Загрузка осуществляется на так называемом boot-strap processor (BSP), назначаемом BIOS при старте системы. Как правило, это ядро с нулевым идентификатором. На BSP-ядре выполняется основной код гипервизора.

После серии инициализаций это ядро переводит остальные три ядра в режим исполнения кода, инициализирует их, переводит в 64-битный режим и запускает на виртуальных маши-

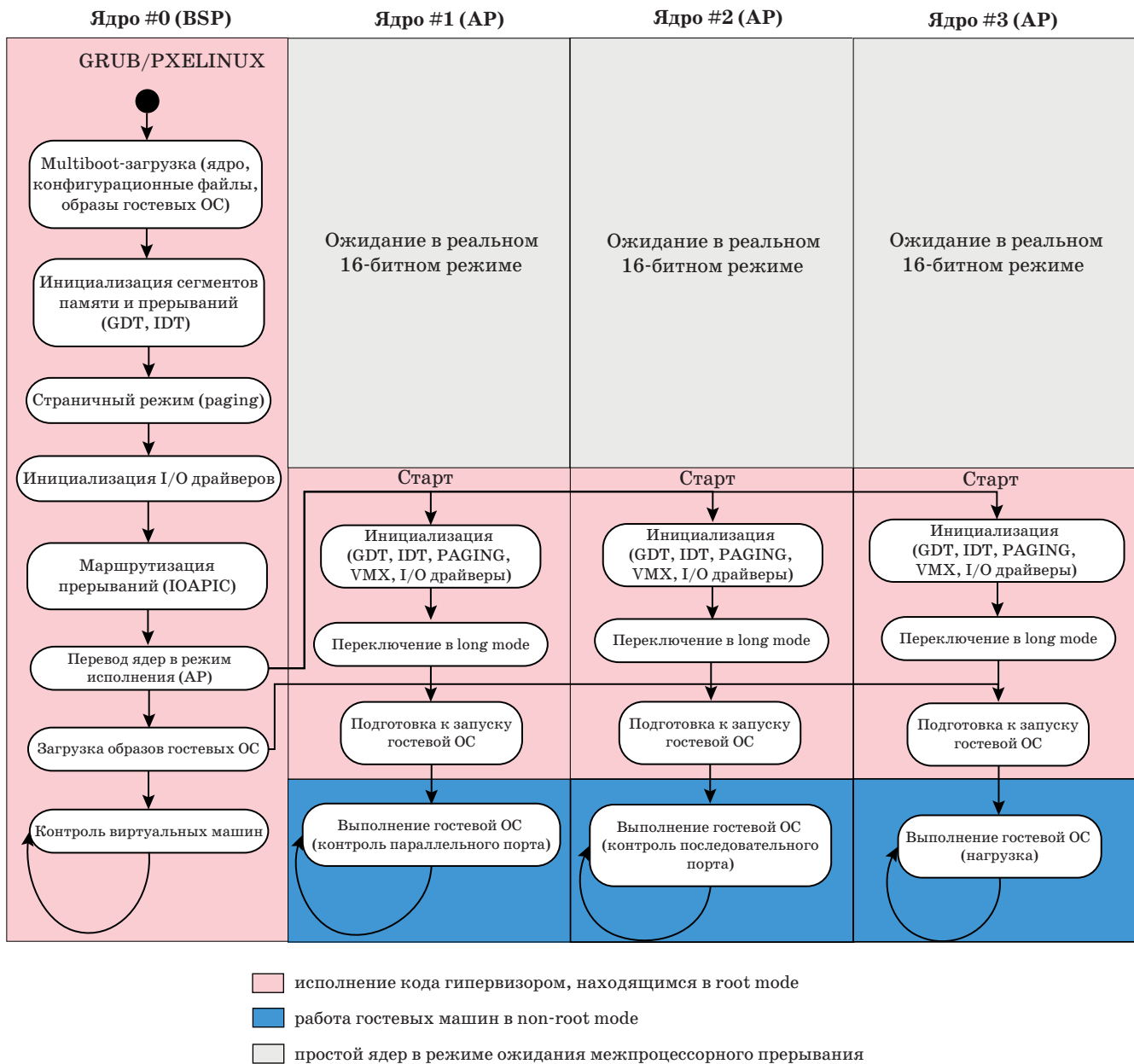
нах загруженные образы ОС. Поскольку в SMP-системах все ядра являются равнозначными (одно ядро не может управлять другими), ПО гипервизора распределено между ядрами. После этого гипервизор переходит в режим контроля виртуальными машинами с помощью консольного терминала и средств ведения журнала.

После перехода процессора из PIC-mode в symmetric mode I/O APIC перенаправляет прерывания от параллельного и последовательного портов на 1-е и 2-е ядро соответственно. Виртуальные машины, запущенные на этих ядрах, используют интерфейсы портов в качестве внешних. Виртуальная машина на третьем ядре не имеет внешних интерфейсов и применяется только для загрузки ядра. Это необходимо для определения взаимного влияния ядер на производительность.

Карта памяти

Как известно, компьютеры x86-архитектуры имеют память с дырами (рис. 5) [10]. Это связано со свойственной ей традиционной обратной совместимостью.

Основная часть кода гипервизора лежит в области больше 1 МБ. В основной памяти располагается часть кода, необходимая для вызова 16-битных функций модуля SMP. Каждой виртуальной



■ Рис. 4. Диаграмма активности (каждая дорожка отображает временную ось ядра процессора)

машине выделено по 256 МБ оперативной памяти. Эти области изолируются таким образом, что виртуальная машина не может получить доступ к другой области памяти. Образы виртуальных машин, загружаемые с помощью Multiboot [9], также располагаются в расширенной памяти.

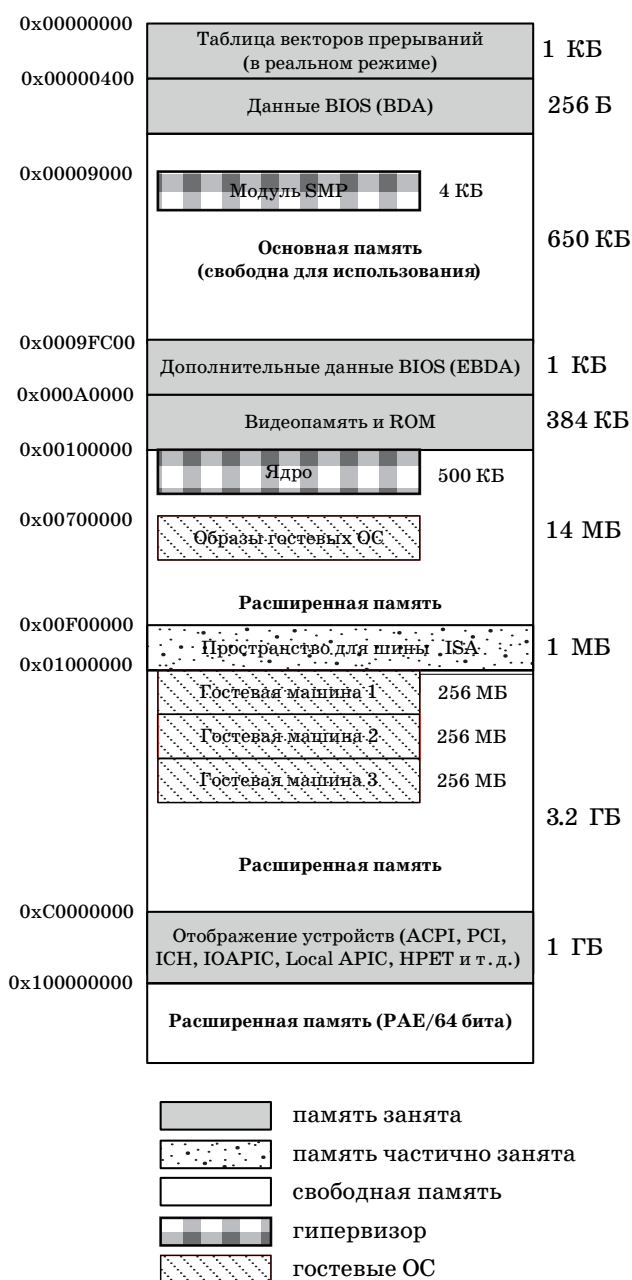
Объем разработанного кода

Результирующие данные по разработанному коду показаны в табл. 1. Код содержит около сотни файлов. Основная его часть написана на Си с использованием ассемблерных функций. Код содержит обильные комментарии. И самое важное, что текущая функциональность уложилась

в 8500 строк кода, что дает нам основание полагать, что код действительно можно характеризовать как микро.

■ Таблица 1. Код гипервизора

Параметр	Значение
Число файлов	96
Общее число строк	16 436
Число строк с комментариями	5094
Число пустых строк	2841
Покрытие кода комментариями	60 %
Общее число полезных строк кода	8501

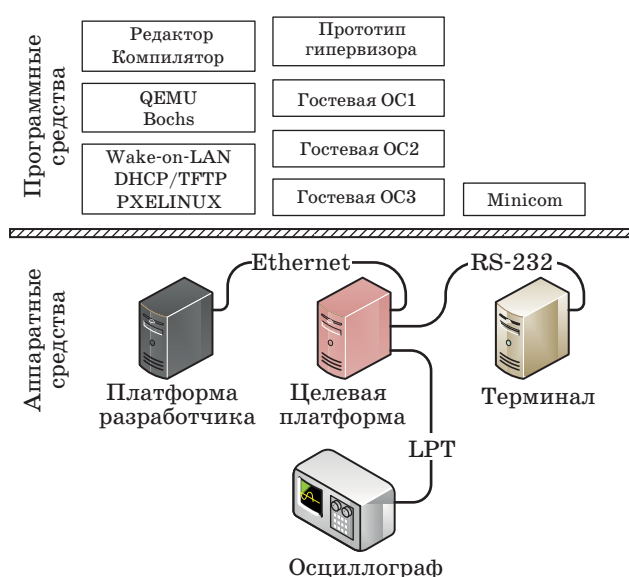


■ Рис. 5. Карта памяти используемой платформы

Тестирование

Стенд для разработки и отладки

Для разработки и отладки гипервизора мы использовали стенд, схема которого представлена на рис. 6. Мы используем три компьютера: один — для разработки, второй является целевой платформой, и третий — в качестве терминала последовательного порта. Параллельный порт целевой платформы подключен к осциллографу для измерения задержки обработки прерывания. В верхней части рисунка показан перечень ПО, которое используется на соответствующих ком-



■ Рис. 6. Схема стенда разработки и отладки

пьютерах. На компьютере разработчика установлены симуляторы QEMU и Bochs. Для отладки на целевой платформе используется загрузка по сети (PXE) с помощью утилиты PXELINUX.

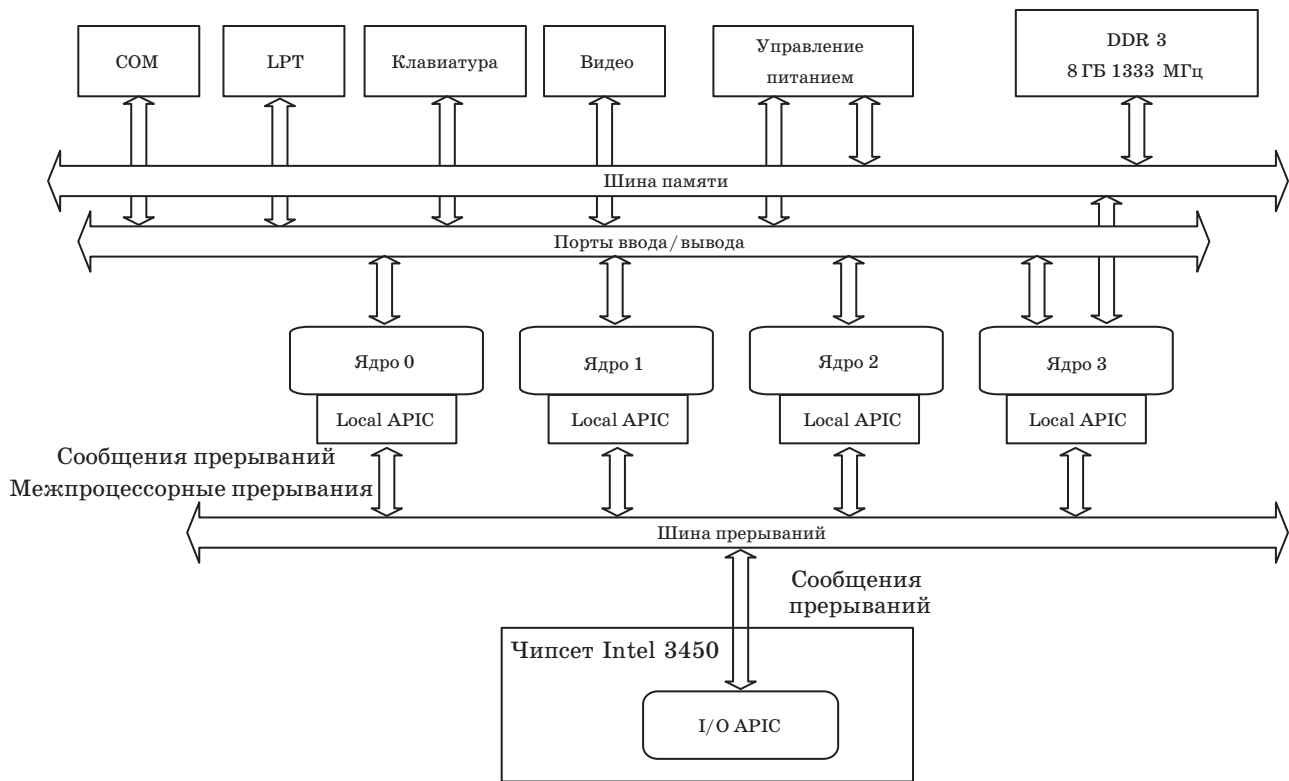
Как известно, все ядра в симметричной многопроцессорной системе равноправны (рис. 7) [11]. Единственное отличие заключается в том, что ядро, загружаемое BIOS, помечается флагом как boot-strap processor. У каждого ядра имеется встроенный local APIC [12], который соединяется со специальной шиной прерываний. По этой шине ядра получают прерывания от I/O APIC [13], отвечающего за routing прерываний, а также имеют возможность генерировать межпроцессорные прерывания. Последние используются для синхронизации, инициализации ядра и запуска на нем процедур с указанного адреса. Помимо шины прерываний, процессоры имеют соединения еще с двумя шинами — шиной памяти и шиной портов ввода/вывода. Через порты ввода/вывода процессор имеет возможность управлять периферийными устройствами. Шина памяти используется для доступа к RAM и регистрам, которые отображают в память PCI, HPET, ACPI, I/O APIC, Local APIC и другие устройства [14].

Основные характеристики тестового стенда:

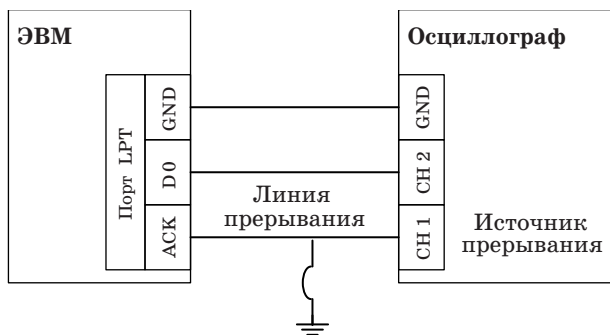
- ЦПУ: Intel Core i5 650 @ 3.20 Гц x 4;
- чипсет: Intel 3450;
- память: 8 ГБ DDR3 1333 МГц.

Задержка обработки прерывания

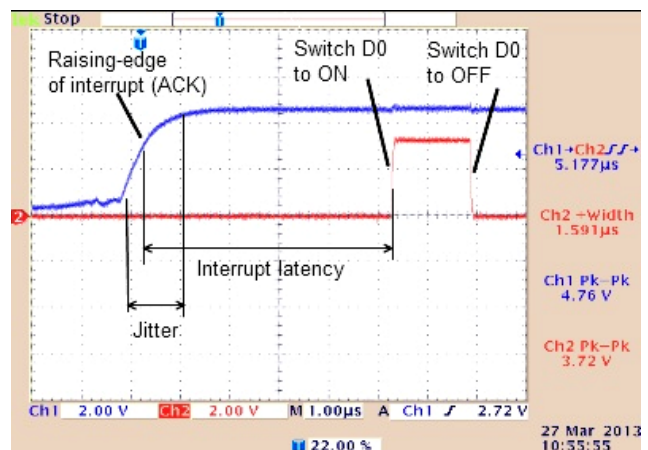
В рамках этого проекта измерение задержки обработки прерывания осуществляется с помощью параллельного порта LPT. Схема эксперимента изображена на рис. 8. Используются три вывода параллельного порта: заземление (GND),



■ Рис. 7. Симметричная многопроцессорность, используемая в работе



■ Рис. 8. Схема измерения задержки отклика на прерывание



■ Рис. 9. Экран осциллографа

данные (D0) и подтверждение (ACK). Последний служит для выдачи сигнала прерывания IRQ 7 ввода/вывода APIC в контроллере. При замыкании линии прерывания на землю (нисходящий фронт) вызывается обработчик прерывания, который последовательно выключает и включает D0. Прерывание также возникает при отсоединении контакта от земли (передний фронт). Передний фронт используется для запуска осциллографа. Все события отображены на экране осциллографа (рис. 9). В среднем достигаются задержки на прерывания 5 мкс с разбросом 0,3 мкс. Природа разброса, по-видимому, связана с некоторой емкостью в кабеле и логи-

кой срабатывания в контроллере прерывания, что видно из плавно восходящего фронта прерывания.

Загрузка и средства отладки

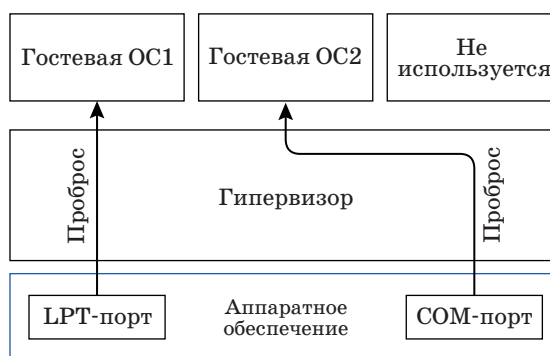
Самое сложное в данном проекте заключается в том, что ПО разрабатывается на «пустом» аппаратном обеспечении — отсутствует ОС. Одновременно возникают проблемы с тестированием потому, что многократная перезагрузка компьютера при отладке — это очень трудоемкая

работа. К счастью, в настоящее время можно до определенного этапа разработки использовать эмуляторы QEMU.

Во время исследования были опробованы различные средства для отладки (табл. 2). Как показала практика, наиболее удобным и достаточно адекватным средством оказался эмулятор QEMU. Однако, к сожалению, пользоваться им можно только до тех пор, пока можно обойтись 64-битным режимом и инструкциями VMX, поскольку они не поддерживаются. Затем на помощь приходит Vochs. Разработка и отладка с помощью симуляторов существенно ускоряются. Тем не менее требуются периодические запуски на реальном стенде. Это — процесс гораздо более медленный. Запуск программы по сети с помощью PXE в нашем случае, например, длится 35 с. Причем для следующей попытки нужна перезагрузка целевой машины.

Автоматизированное тестирование характеристик реального времени

Тестирование проводилось на машине на базе четырехъядерного Intel Core i5. Одно из ядер процессора занято выполнением программного кода гипервизора, остальные выполняют тестовые виртуальные машины. Гипервизор сконфигурирован таким образом, что прерывания поступают напрямую к ядрам. Разрешены 2 вида прерываний: прерывание на порте LPT и прерывание на порте COM. Первое сразу же направляется на 2-е ядро, а второе — на 3-е. В данной работе не рассматривается работа с COM-портом и третьим ядром. Для задач тестирования используются LPT-порт и 2-е ядро (рис. 10).



■ Рис. 10. Конфигурация тестируемой системы

Аппаратный профилировщик

Для нужд профилирования было разработано специальное ПО. Аппаратный профилировщик базируется на стандартной плате отладки фирмы Xilinx. Плата построена на основе ПЛИС Virtex-5. На ней размещены различные коммуникационные интерфейсы. В данной работе использовались только Ethernet, COM- и LPT-порты платы. Плату можно смонтировать в корпус тестируемой системы посредством порта PCI-e, что даст возможность обращаться к плате как к стандартному RAM-контроллеру. Смонтированный таким образом профилировщик может генерировать прерывания и различную активность на портах ввода/вывода. В свою очередь, данная активность может перенаправляться одному из ядер для обработки в ПО. То же самое может быть получено при использовании LPT-порта.

Сценарий тестирования состоит из трех фаз: 1-я фаза — профилировщик генерирует прерывание и запускает высокоточный таймер; 2-я фаза

■ Таблица 2. Сравнение средств симуляции и загрузки

Средство	Время загрузки, с	Преимущества	Недостатки
PXE — средство для загрузки компьютера по сети	35	Использование реального аппаратного обеспечения	Долгое время загрузки; требуется поддержка в PXE на загружаемой машине; поддерживается только TFTP; требуется дополнительный компьютер
iPXE — полноценный загрузчик по сети	45	Использование реального аппаратного обеспечения; не требуется поддержка PXE; поддерживаются многие сетевые протоколы	Долгое время загрузки; требуется дополнительный компьютер
QEMU — монитор виртуальных машин уровня пользователя (поддерживается KVM)	1	Возможность отладки эмулируемой системы; быстрая загрузка; не требуется дополнительный компьютер	Long mode и VMX не поддерживаются; неправильная эмуляция некоторых операций
Vochs — эмулятор и отладчик архитектуры x86 и x86_64	10	Возможность отладки эмулируемой системы; не требуется дополнительный компьютер; VMX и Long mode поддерживаются	Долгое время загрузки; сложность использования; неправильная эмуляция некоторых операций

за — профилировщик переходит в состояние ожидания реакции тестируемой системы; в момент прихода отклика тестируемой системы таймер на профилировщике останавливается и время реакции записывается — 3-я фаза. Затем тест повторяется для получения статистически обоснованного результата. Интервал между тестами может быть произвольным.

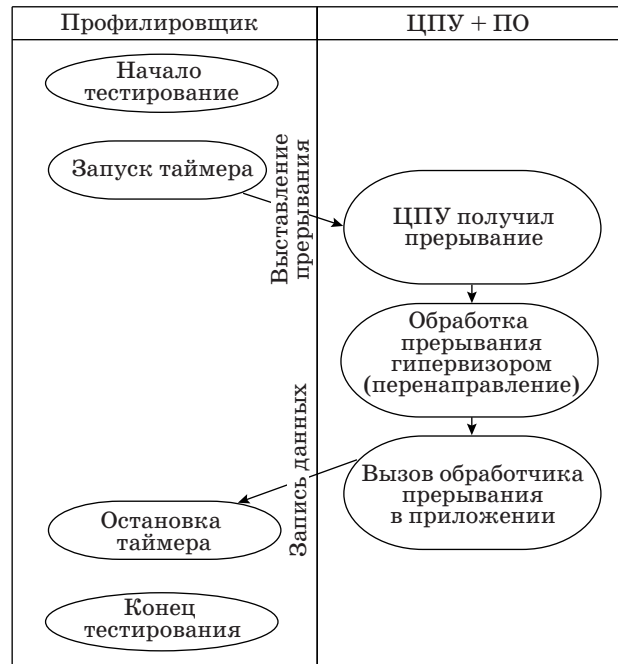
Разрешение измерений таймера — 50 нс; максимальное время измерения — 1 мкс. Для построения гистограммы профилировщик хранит во внутренней памяти последние 256 событий с временем реакции на каждое. Также профилировщик считает максимальное и минимальное время реакции для каждого типа события.

Через присутствующий на плате профилировщика сетевой порт Ethernet пользователь может получить доступ ко всем хранящимся данным измерений.

Последовательность тестирования

Согласно конфигурации и сценарию тестирования (рис. 11), профилировщик генерирует прерывание на LPT-порте тестируемой системы. На это прерывание реагирует программный обработчик, запущенный на тестируемой системе. Его ответ выражается в изменении состояния одного из битов порта LPT, что вызовет изменение уровня сигнала на соответствующем контакте данного порта. Время от момента генерирования прерывания до получения «ответа» называется временем отклика.

Профилировщик хранит два вида событий — соответствующих переднему и заднему фронту сигнала. При ответе обработчик сигнала инвертирует 1 бит порта LPT.



■ Рис. 11. Этапы тестирования

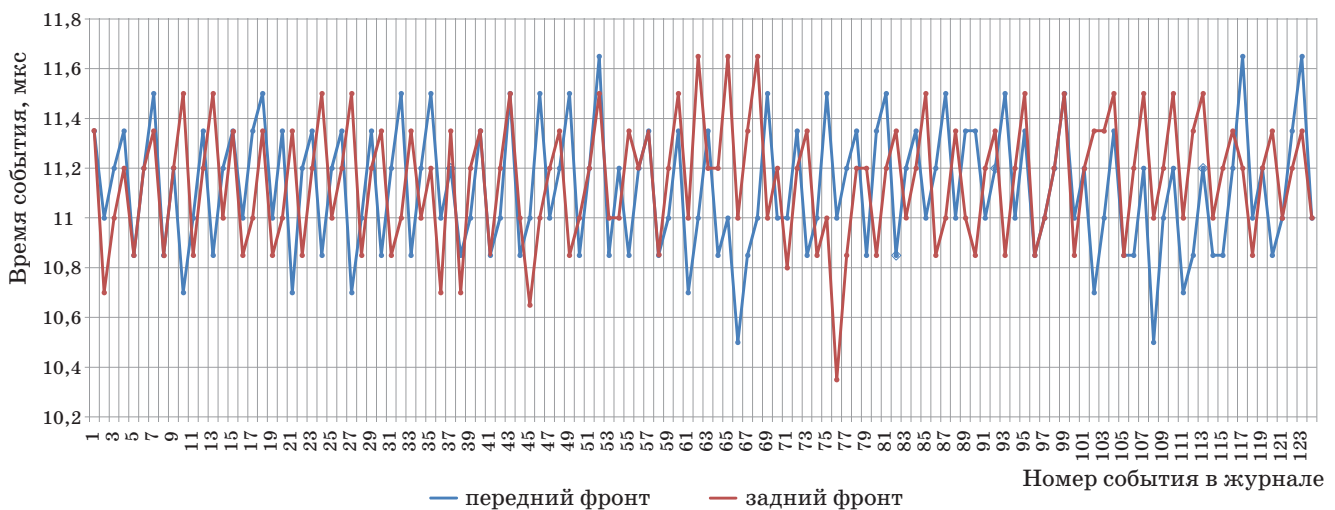
Результаты тестирования

Записанные профилировщиком события показаны на рис. 12.

Максимальное и минимальное время отклика составило, соответственно, 11,65 и 10,7 мкс для обоих типов событий, среднее время отклика — 11,1 мкс.

Заключение

Вданной работе обоснована необходимость разработки аппаратно-зависимого автономного мик-



■ Рис. 12. События по времени отклика

рогипервизора, позволяющего запускать одновременно три виртуальные машины на отдельных ядрах четырехъядерного РС с x86-архитектурой. Показано, как компонентная модель архитектуры микрогипервизора позволяет уложиться в 8500 строк кода. Также замерен один из основных показателей систем реального време-

ни — задержка обработки прерывания — для ISA-устройства, которая равна 11,1 мкс. В настоящее время идут работы над реализацией технологии виртуализации PCI-устройств VT-d; планируется адаптация кода аппаратно-зависимого микрогипервизора для восьмиядерной платформы Intel Core i7.

Литература

1. Jones M. T. Virtualization for embedded systems. The how and why of small-device hypervisors // Developer Works. 2011. N 4. <http://www.ibm.com/developerworks/library/l-embedded-virtualization/> (дата обращения: 13.01.2014).
2. King S. T. et al. SubVirt: Implementing Malware with Virtual Machines // Proc. of the 2006 IEEE Symp. on Security and Privacy SP '06. Washington, DC, USA: IEEE Computer Society, 2006. P. 314–327.
3. Hypervisor. <http://en.wikipedia.org/wiki/Hypervisor> (дата обращения: 11.01.2014).
4. Iqbal A., Sadeque N., Mutia R. An Overview of Microkernel, Hypervisor and Microvisor Virtualization Approaches for Embedded Systems // DEITLU. 2009. N 5. P. 1–15.
5. VMMs versus hypervisors. http://blogs.msdn.com/b/virtual_pc_guy/archive/2006/07/10/661958.aspx (дата обращения: 14.01.2014).
6. Steinberg U., Kauer B. A Microhypervisor-based Secure Virtualization Architecture // Proc. of the 5th European Conf. on Computer Systems, EuroSys '10. N. Y., USA: ACM, 2010. P. 209–222.
7. Heiser G., Leslie B. The OKL4 Microvisor: Convergence Point of Microkernels and Hypervisors // Proc. of the First ACM Asia-Pacific Workshop on Workshop on Systems, APSys '10. N. Y., USA: ACM, 2010. P. 19–24.
8. Hand S. et al. Are Virtual Machine Monitors Microkernels Done Right? // Proc. of the 10th Conf. on Hot Topics in Operating Systems — Volume 10, HOTOS'05. Berkeley, CA, USA: USENIX Association, 2005. P. 1–2.
9. Multiboot Specification version 0.6.96. <http://www.gnu.org/software/grub/manual/multiboot/multiboot.html> (дата обращения: 15.11.2013).
10. Combined Volume Set of Intel® 64 and IA-32 Architectures Software Developer's Manuals. <http://download.intel.com/products/processor/manual/325462.pdf> (дата обращения: 05.11.2013).
11. MultiProcessor Specification v1.4. <http://developer.intel.com/design/pentium/datashts/24201606.pdf> (дата обращения: 05.11.2013).
12. Advanced Configuration and Power Interface Specification, Revision 5.0. <http://www.acpi.info/DOWNLOADS/ACPIspec50.pdf> (дата обращения: 05.11.2013).
13. Intel 82093AA I/O Advanced Programmable Interrupt Controller (I/O APIC). <http://download.intel.com/design/chipsets/datashts/29056601.pdf> (дата обращения: 05.11.2013).
14. IA-PC HPET (High Precision Event Timers) Specification, revision 1.0a. <http://www.intel.ua/content/dam/www/public/us/en/documents/technical-specifications/software-developers-hpet-spec-1-0a.pdf> (дата обращения: 07.11.2013).

UDC 004.45

The Architecture of Bare-Metal Real-Time Microhypervisor and Automated Measurement of Time Response

Kolchin I. V.^a, PhD, Tech., Leading Engineer, ivan.kolchin@siemens.ru

Filippov S. N.^{a, b}, Post-Graduate Student, Junior Engineer, filippov_sergey@lenta.ru

^aSiemens LLC, Corporate Technology, 3A, Volynskii St., 191186, Saint-Petersburg, Russian Federation

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

Purpose: Hypervisors and virtual machines have become popular in the recent decade due to their indisputable advantages. But there is a reverse side of this achievement especially for industrial companies which are engaged into development of safety-critical systems. Software becomes too complicated to be compatible with all possible versions and configurations of hardware. As a result it is difficult to certify this software for its compliance with safety standards such as IEC 61508. The purpose of the research is to develop a hardware-dependent bare-metal hypervisor which can launch 3 guest operating systems. **Results:** There has been developed a real-time hypervisor with microkernel architecture which uses VT-d technology to pass through devices to guest operating systems and VT-x technology to virtualize a processor. There has been proven a possibility to develop a real-time microhypervisor for a given hardware platform with a source code comprising less than 10000 lines. There has been developed and checked a method and software/hardware for testing real-

time characteristics of software. **Practical relevance:** The given method to develop a hypervisor makes it possible to work out a bare-metal hardware specific real-time portable microhypervisor in a short time period employing a small team of developers. The proposed method for testing real-time characteristics allows conducting this process automatically.

Keywords — Bare Metal Software, Microhypervisor, Real-Time Systems, Safety-Critical Systems, Symmetric Multiprocessing, Virtual Machines.

References

1. Jones M. T. Virtualization for Embedded Systems. The How and Why of Small-Device Hypervisors. *Developer Works*, 2011, no. 4. Available at: <http://www.ibm.com/developerworks/library/l-embedded-virtualization/> (accessed 13 January 2014).
2. King S. T., Chen P. M., Wang Y. M., Verbowski C., Wang H. J., Lorch J. R. SubVirt: Implementing Malware with Virtual Machines. *Proc. of the 2006 IEEE Symp. on Security and Privacy SP '06*. Washington, DC, USA, IEEE Computer Society, 2006, pp. 314–327.
3. *Hypervisor*. Available at: <http://en.wikipedia.org/wiki/Hypervisor> (accessed 11 January 2014).
4. Iqbal A., Sadeque N., Mutia R. An Overview of Microkernel, Hypervisor and Microvisor Virtualization Approaches for Embedded Systems. *DEITLU*, 2009, vol. 5, pp. 1–15.
5. *VMMs versus hypervisors*. Available at: http://blogs.msdn.com/b/virtual_pc_guy/archive/2006/07/10/661958.aspx (accessed 14 January 2014).
6. Steinberg U., Kauer B. A. Microhypervisor-based Secure Virtualization Architecture. *Proc. of the 5th European Conf. on Computer Systems EuroSys '10*. New York, NY, USA, ACM, 2010, pp. 209–222.
7. Heiser G., Leslie B. The OKL4 Microvisor: Convergence Point of Microkernels and Hypervisors. *Proc. of the First ACM Asia-pacific Workshop on Workshop on Systems APSys '10*. New York, NY, USA, ACM, 2010, pp. 19–24.
8. Hand S., Wareld A., Fraser K., Kotsovinos E., Magenheimer D. Are Virtual Machine Monitors Microkernels Done Right? *Proc. of the 10th Conf. on Hot Topics in Operating Systems — Volume 10 HOTOS'05*. Berkeley, CA, USA, USENIX Association, 2005, pp. 1–2.
9. *Multiboot Specification version 0.6.96*. Available at: <http://www.gnu.org/software/grub/manual/multiboot/multiboot.html> (accessed 15 November 2013).
10. *Combined Volume Set of Intel® 64 and IA-32 Architectures Software Developer's Manuals*. Available at: <http://download.intel.com/products/processor/manual/325462.pdf> (accessed 05 November 2013).
11. *MultiProcessor Specification v1.4*. Available at: <http://developer.intel.com/design/pentium/datashts/24201606.pdf> (accessed 05 November 2013).
12. *Advanced Configuration and Power Interface Specification, Revision 5.0*. Available at: <http://www.acpi.info/DOWNLOADS/ACPIspec50.pdf> (accessed 05 November 2013).
13. *Intel 82093AA I/O Advanced Programmable Interrupt Controller (I/O APIC)*. Available at: <http://download.intel.com/design/chipsets/datashts/29056601.pdf> (accessed 05 November 2013).
14. *IA-PC HPET (High Precision Event Timers) Specification, revision 1.0a*. Available at: <http://www.intel.ua/content/dam/www/public/us/en/documents/technical-specifications/software-developers-hpet-spec-1-0a.pdf> (accessed 07 November 2013).

УДК 004-4

МЕТОДИКА СОСТАВЛЕНИЯ КОНТЕКСТНЫХ ТРЕБОВАНИЙ К ПРОГРАММНЫМ СИСТЕМАМ ЛОГИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

И. В. Шошмина^{а, 1}, старший преподаватель, соискатель

^аСанкт-Петербургский государственный политехнический университет, Санкт-Петербург, РФ

Постановка проблемы: современные методики составления формальных требований к поведению программ не дают инженеру механизмов, позволяющих структурировать разрозненную информацию о будущей системе. Работа посвящена одному из обязательных этапов формальной проверки корректности программных систем логического управления — составлению спецификации требований. **Результаты:** предложена методика составления контекстных требований к поведению программ логического управления при помощи схем целей. Методика строится на упорядочивании темпоральных причинно-следственных связей между событиями системы и контекста ее функционирования. Формально требования задаются на языке линейной темпоральной логики. **Практическая значимость:** методика демонстрируется на примерах разработки требований к двум системам логического управления.

Ключевые слова — реагирующие системы, спецификация требований, линейная темпоральная логика, метод проверки моделей, целеориентированные методики составления требований, схемы целей.

Введение

Программные системы логического управления относятся к классу реагирующих систем [1]. Их основная функция — реагировать на воздействия внешнего окружения: других программных компонент, оборудования или пользователей. Такие системы характеризуются бесконечным поведением, а не преобразованием входных данных в выходные. К настоящему времени формальная проверка корректности реагирующих систем достигла впечатляющих успехов: разработаны формальные основы доказательства корректности; реализованы программные пакеты верификации; крупные разработчики программных систем включили совокупность методов верификации, называемых «Model checking» (проверка модели), в технологический цикл проектирования программ.

В то же время проблема выбора, формирования множества тех требований к поведению реагирующей программы, которые необходимо проверять, остается открытой. Эта проблема является неформальной: нельзя построить алгоритм, генерирующий требования к поведению программы из технического задания на ее разработку. Какие требования к реагирующей программе должен сформировать разработчик для доказательства ее корректности? Из интуитивных соображений естественно предположить, что формально должны проверяться требования к поведению программы, гарантирующие в совокупности абсолютно правильное ее функционирование. Однако известно, что, за исключением

тривиальных случаев, невозможно выразить формально требование «полной, абсолютной правильности» функционирования программы вследствие того, что это понятие не формализуемо. Это обстоятельство соответствует общему принципу, согласно которому не может быть выполнена никакая полная формальная проверка корректности алгоритмов. Следует, однако, констатировать, что в настоящее время не существует приемлемой инженерной методики спецификации требований к поведению систем логического управления, помогающей разработчику принять решение.

В статье рассматривается проблема составления и формализации требований к программным системам логического управления. Мы предполагаем первичность требований: требования строятся до того, как разработана программная система.

Любая методика составления требований к системам логического управления должна структурировать информацию об их поведении. Существующие классификации формул темпоральной логики [2–4] направлены на выявление классов формул, исключающих ошибки, типичные для взаимодействующих параллельных процессов (безопасность, живость, отсутствие блокировок, справедливость). Такие классификации не дают ответа на вопрос, как формировать требования, отражающие функционирование реагирующей системы, из технического задания.

В практических рекомендациях предлагается выбирать требования по функциональным иерархиям, построенным из общих соображений. Например, в работе [5] функциональную иерархию составляют разделы: информационные потоки, описание процессов, конструкции данных, словарь данных. Такое обобщение задает лишь направление выбора требований, но не дает механизмов их построения.

¹ Научный руководитель — доктор технических наук, заведующий кафедрой распределенных вычислений и компьютерных сетей Санкт-Петербургского государственного политехнического университета Ю. Г. Карпов.

Предлагаемое в работе решение основано на следующем наблюдении. Задачей реагирующей системы является поддержание шаблонов взаимодействия с окружением в том контексте, в котором функционирует система. Взаимодействие системы с ее окружением в общем случае может быть разнообразным. Рассмотрим класс требований к поведению реагирующей системы, определяемый темпоральными отношениями причины и следствия между событиями. Этот класс требований назван контекстным.

Цель данной работы — разработать методику, позволяющую выразить контекстные требования к поведению реагирующей системы на языке линейной темпоральной логики (Linear Temporal Logic — LTL) посредством анализа темпоральных отношений причины и следствия между всеми событиями, инициируемыми системой и ее окружением.

На практике требования не удается построить сразу, поскольку приходится структурировать большой объем слабо систематизированной информации о будущей программной системе. В качестве основы используется одна из методик составления требований к программам — методика схем целей (problem frame approach), разработанная М. Джексоном [6]. С ее помощью требования к программе строятся из технического задания на разработку программы и всех других возможных источников итеративно, путем систематизации отношения между системой и объектами ее окружения. Методика схем целей была изначально разработана для выявления статических отношений, типичных для программ обработки данных. Ее использование для формирования темпоральных требований к реагирующим программам требует модификации. Именно модификация методики М. Джексона в целях формирования требований к поведению реагирующих программ составляет предмет данной работы.

Модифицированная методика опробована на примерах разработки спецификации требований к системе управления лифтом и системе управления энергоснабжением судна.

Методика схем целей и темпоральные требования

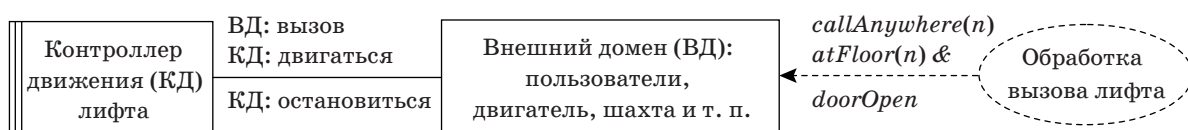
Идеи методики схем целей основываются на принципах, сформулированных Э. Хоаром и Ж.-Р. Абраилем при разработке Z-спецификаций.

Приведем их. Разрабатываемая программа есть (будущий) объект реального мира, в котором она должна реализовать некие цели. Чтобы определить эти цели, мы должны изучить будущую программу с разных ракурсов, используя техническое задание и информацию из других источников, подобно тому, как мы разглядываем новый предмет.

Информация о каждой цели собирается в одной схеме. Язык схем является графическим. В схему включаются объекты реального мира, взаимодействующие при реализации цели, а также феномены будущей программной системы (события, переменные, константы, отношения), разделяемые во время взаимодействия. Для того чтобы цель была реализована программой, к ней необходимо предъявить соответствующее требование. Требование также указывается на схеме. Разработка требования начинается с составной схемы, отражающей общие представления о цели, потом последовательно составная схема и соответствующее требование уточняются, насыщаются деталями. Уточнение завершается, если схема приведена к одной из так называемых элементарных. М. Джексон выделил пять целей, к которым, с его точки зрения, сводится большинство целей программ. Эти цели отражают шаблоны отношений, реализуемых программами чаще всего. Именно такие цели описываются элементарными схемами. Например, элементарная схема TRM определяет функцию преобразования системой заданных входных данных. Остальные элементарные схемы можно найти, например, в работе [6]. Множество типов таких целей М. Джексон оставил открытым.

Чтобы продемонстрировать возможность определения темпоральных отношений между событиями с помощью методики М. Джексона, зададим цель обработки события вызова лифта системой управления лифтом на языке схем целей. Вызов поступает из кабины лифта или с площадки этажа. Схема этой цели в терминологии М. Джексона представлена на рис. 1. Требование обработки вызова можно сформулировать так: «Всегда, если поступил вызов, то лифт когда-нибудь придет на данный этаж и остановится».

На схемах требование формулируется коротко на естественном языке в овале с пунктирной границей. Требование задается к главному объекту схемы — «машине». Машиной М. Джексон



■ Рис. 1. Схема цели обработки вызова

назвал функцию будущей программной системы в соответствии с данной целью. Машина задается на схеме прямоугольником с двумя вертикальными чертами (*Контроллер движения лифта*). Машина не обязана реализовываться как отдельный модуль системы. Чтобы реализовать цель, машина взаимодействует с другими объектами внешнего мира. Они определяются на схеме в прямоугольниках. На рис. 1 к объектам, кроме машины, относится и *Внешний домен*, объединяющий пользователей, двигатель, шахту лифта, этажи здания.

При реализации цели объекты связываются друг с другом по интерфейсам. Интерфейсы изображаются на схеме прямыми сплошными линиями. Через интерфейсы объекты обмениваются феноменами. Феноменами в методике М. Джексона могут быть статические отношения, параметры, константы, события. Феномены определяются на интерфейсах надписями в формате <Объект:><феномен>. На рис. 1, например, «КД: двигаться» означает, что «Контроллер движения» дает команду двигателю лифта начать движение.

На пунктирных прямых линиях, связывающих объекты и требования, установлены конкретные значения параметров, которые входят в развернутую формулировку требования. Пунктирная линия со стрелкой направлена к объекту, который ограничивается требованием. Например, на рис. 1 требование определено относительно следующих булевых переменных: *callAnywhere(n)* — этаж *n* вызван (с площадки или из кабины лифта), *atFloor(n)* — лифт находится на этаже *n*, *doorOpen* — дверь лифта открыта. Развернутое требование к ограничению пропуски этажа хотелось бы задать следующим образом: «Всегда, если поступил вызов *callAnywhere(n)*, то когда-нибудь в будущем лифт доедет *atFloor(n)* до этого этажа и откроет двери *doorOpen*».

Согласно оригинальной методике, схема на рис. 1 уже есть элементарная схема Required Behaviour (RBV). Элементарная схема RBV определяет требуемое поведение системы перечислением множества событий (на рис. 1 — *callAnywhere(n)*, *atFloor(n)* и *doorOpen*). Разные темпоральные отношения, заданные на одинаковом множестве событий, не будут различаться на схемах целей по методике М. Джексона. Он рекомендует такие отношения определять отдельно, вне схем, другими средствами, например системой переходов [6].

Далее в этой работе методика схем целей будет модифицирована так, чтобы с ее помощью задавать контекстные темпоральные требования. В частности, мы будем использовать в качестве феноменов только события и цепочки событий, а также фиксировать темпоральные отношения между событиями.

Определение контекстных требований на языке LTL

Сформируем контекстные требования к поведению программной реагирующей системы как требования к причинно-следственным отношениям между системой и окружением.

Пропозициональная LTL является расширением классической логики высказываний. Ее формулы строятся на множестве атомарных высказываний $p \in AP$ при помощи булевых операций и темпоральных операторов U (Until), X (NextTime) по следующей грамматике:

$$\phi ::= p \mid \neg\phi \mid \phi \vee \psi \mid X\phi \mid \phi U \psi.$$

Кроме того, для сокращения записи вводятся дополнительные темпоральные операторы — оператор будущего F и глобальный оператор G :

$$F\phi = \top U \phi; \quad G\phi = \neg F\neg\phi,$$

где $\top = \text{true}$.

Семантика формул LTL задается на бесконечных словах [1], представляющих вычисления реагирующей системы.

Определим два типа темпоральных отношений причины и следствия — отношения отклика и предшествования. Рассмотрим сначала элементарные отношения, когда причиной-стимулом является одно событие и следствием-реакцией также одно событие. Мы будем отслеживать источники событий при формировании отношений и требований. Важно, чтобы события контекста входили либо только в причину, либо только в следствие.

Отношение, когда по стимулу s контекста когда-нибудь в будущем система должна обеспечить реакцию p , назовем отношением отклика. Оно формализуется на языке LTL так:

$$Resp(s, p) = s \rightarrow Fp.$$

Отношение отклика часто встречается в требованиях к программным системам логического управления, например: «Всегда, если пользователь вызвал лифт, то когда-нибудь в будущем лифт прибудет на этаж вызова».

Отношение отклика становится нереализуемым, если переставить источники стимула и реакции: если источником стимула выступает система, а источником реакции — окружение, то такое отношение отклика требует гарантии специфического поведения окружения. Но система не может «заставить» окружение выполнить то или иное действие.

Рассмотрим другое отношение — отношение предшествования: если когда-нибудь в будущем

возникнет реакция p , то до этого момента возник стимул s . Этот тип отношения на языке LTL формулируется так:

$$Prec(s, p) = \neg p \wedge Fp \rightarrow \neg p U s.$$

Событие контекста может участвовать в отношении предшествования либо как стимул, либо как реакция.

Для единообразного масштабирования и общности формул будем ограничивать появление стимула в отношениях отклика специальным событием t и появление реакции в том же отношении при помощи события v . В отношениях предшествования при помощи события t ограничивается только появление реакции, в частности, во введенных ранее элементарных отношениях $v = T$ и $t = T$. Зафиксируем это явно, переписав формулы элементарных отношений:

$$Resp(s, p, t, v) = s \rightarrow v U p;$$

$$Prec(s, p, t) = \neg p \rightarrow (t U p \rightarrow \neg p U s).$$

Далее, давая примеры возможных формулировок требований на естественном языке, будем для простоты полагать $t = T$, $v = T$.

Чтобы сформировать контекстные требования, необходимо учесть отношения отклика и предшествования в структурах взаимодействий, отражающих различные фазы функционирования программных систем логического управления. Такие фазы выбраны из практики работы систем, например, их можно найти в работах [7, 8].

Наиболее часто встречается глобальная фаза: отношение должно гарантироваться на протяжении всей работы системы в каждом состоянии. Также часто распространена регулярная фаза, когда отношение необходимо требовать каждый раз в некотором режиме работы системы, ограниченном специфическими событиями. Начальная и финальная фазы появляются реже. Типичным примером начальной фазы является следующая ситуация. При запуске системы пользователю требуется установить некоторые настройки, которые во время работы системы не меняются. В финальной фазе система переходит по некоторым параметрам в невозвратный режим и в этом режиме должна особым образом обрабатывать события контекста.

При задании контекстных требований каждой фазы на языке LTL мы абстрагируемся от семантики и сосредоточимся на формальном описании взаимодействий с помощью последовательностей событий.

Требование к глобальной фазе задает выполнение отношения отклика или предшествования в каждом состоянии поведения системы. На естественном языке требование к глобальной фазе для

отношения отклика можно описать так: «Всегда, если появился стимул контекста, то когда-нибудь в будущем возникнет реакция системы»; для отношения предшествования: «Всегда реакция возникает непосредственно после появления стимула». Например, приведенное выше требование обработки лифтом вызовов должно выполняться в глобальной фазе. Формализуются требования глобальной фазы следующим образом:

$$global(s, p, t, v; \varphi) = G \varphi(s, p, t, v).$$

Здесь и далее в формулах фаз формула φ — это формула либо $Resp$, либо $Prec$. Чтобы первый блок событий не состоял из непрерывного блока реакций, формулу глобальной фазы с отношением предшествований необходимо умножить на $\neg p$.

Требование выполнения отношения отклика (предшествования) в финальной фазе можно сформулировать так: «После первого события, определяющего финальную фазу, всегда гарантируется, что по стимулу когда-нибудь в будущем наступит реакция», или формально

$$fin(s, p, t, v; q; \varphi) = F q \rightarrow \neg q U (q \wedge global(s, p, t, v; \varphi)),$$

где событие q фиксирует начало финальной фазы.

Требование отношения отклика в начальной фазе естественно сформулировать так: «Каждый стимул, поданный до конца начальной фазы, будет когда-нибудь обработан»; а требование с отношением предшествования: «Каждой реакции, поданной до конца начальной фазы, непосредственно предшествует стимул». Запишем эти требования формально:

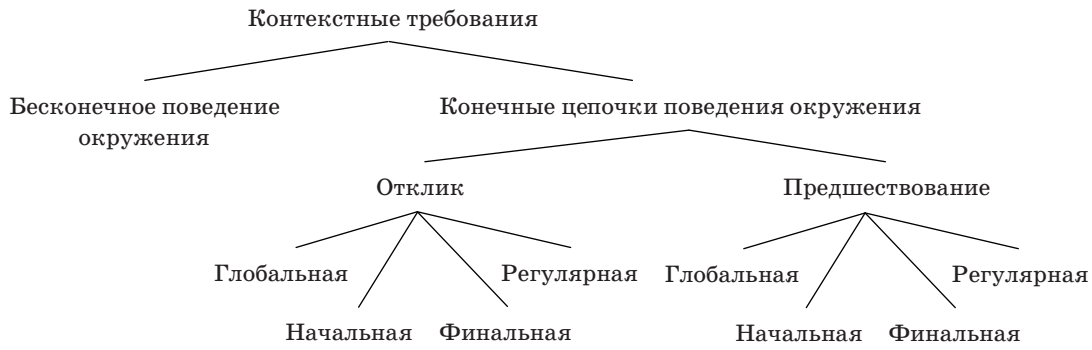
$$start(s, p, \neg r \wedge t, v; r; \varphi) = \varphi(s, p, \neg r \wedge t, v) U r,$$

где событие r фиксирует завершение начальной фазы. Чтобы избежать первого блока событий реакций, формулу с отношением предшествования также необходимо предварить $\neg p$. В начальной фазе влияние ограничения событием t становится существенным. При формировании контекстного требования начальной фазы к исходному ограничению t добавляется ограничение наличия начальной фазы $\neg r$.

Требование отношения отклика в регулярной фазе будет таково: «Всегда, если установлено событие q и когда-нибудь в будущем произойдет событие r , то на каждый стимул, поступивший до события r , когда-нибудь будет выполнена реакция». Запишем LTL-формулу требования для обоих отношений:

$$reg(s, p, \neg r \wedge t, v; q, r; \varphi) =$$

$$= G \left(q \rightarrow \left(F r \rightarrow start(s, p, \neg r \wedge t, v; r; \varphi) \right) \right),$$



■ Рис. 2. Классификация контекстных требований

где начало и завершение режима определяются событиями q и r соответственно.

Эти требования построены в предположении, что переменные s, p, q, r, t, v независимы. В общем случае соответствующие события могут задаваться булевыми выражениями и быть зависимыми. Тогда для проверки адекватности требований обязателен дополнительный анализ.

Определенные выше требования заданы относительно конечных цепочек событий с отношениями отклика и предшествования. Требования, формируемые в условиях бесконечного поведения контекста, должны быть представлены формулами LTL следующего вида:

$$\Psi \rightarrow \Phi,$$

где Φ задает одно из контекстных требований к конкретной фазе функционирования системы, определенной выше, а Ψ характеризует требование к бесконечному поведению контекста. В частности, известные классические требования с условиями справедливости в нашей терминологии являются требованиями с бесконечным поведением контекста.

В рамках предложенной структуры контекстные требования легко масштабируются на случай более сложных отношений отклика и предшествования, когда стимул и (или) реакция задаются цепочками событий: $s_1, s_2, \dots, s_m, p_1, p_2, \dots, p_n$ с соответствующими ограничениями t_i, v_j . Для этого нужно определить расширенный вариант отношений отклика и предшествования на языке LTL:

$$\begin{aligned} \Psi_1(s_1, \dots, s_m, t_1, \dots, t_m) &= \\ &= s_1 \wedge t_2 U(\dots s_{m-1} \wedge (t_m U s_m) \dots); \\ \Psi_2(p_1, \dots, p_n, v_1, \dots, v_n) &= \\ &= v_1 U(p_1 \wedge \dots v_{n-1} U(p_{n-1} \wedge v_n U p_n) \dots); \\ \Psi_3(s_1, \dots, s_m, p_1, \dots, p_n, t_1, \dots, t_n) &= \\ &= t_1 U(p_1 \wedge t_2 U(\dots p_{n-1} \wedge (t_n U p_n) \dots)) \rightarrow \\ &\rightarrow \neg p_1 U(s_1 \wedge \neg p_1 U(\dots (\neg p_1 U s_m) \dots)); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Resp(s_1, \dots, s_m, p_1, \dots, p_n, t_1, \dots, t_m, v_1, \dots, v_n) &= \\ &= \Psi_1(s_1, \dots, s_m, t_1, \dots, t_m) \rightarrow \\ &\rightarrow t_2 U(s_2 \wedge \dots (t_m U(s_m \wedge \Psi_2(p_1, \dots, p_n, v_1, \dots, v_n))) \dots); \\ Prec(s_1, \dots, s_m, p_1, \dots, p_n, t_1, \dots, t_n) &= \\ &= \neg p_1 \rightarrow \Psi_3(s_1, \dots, s_m, p_1, \dots, p_n, t_1, \dots, t_n). \end{aligned}$$

Формулы контекстных требований задаются по шаблонам, указанным выше, в соответствии с конкретной фазой эксплуатации системы. Классификация введенных контекстных требований на языке LTL представлена на рис. 2.

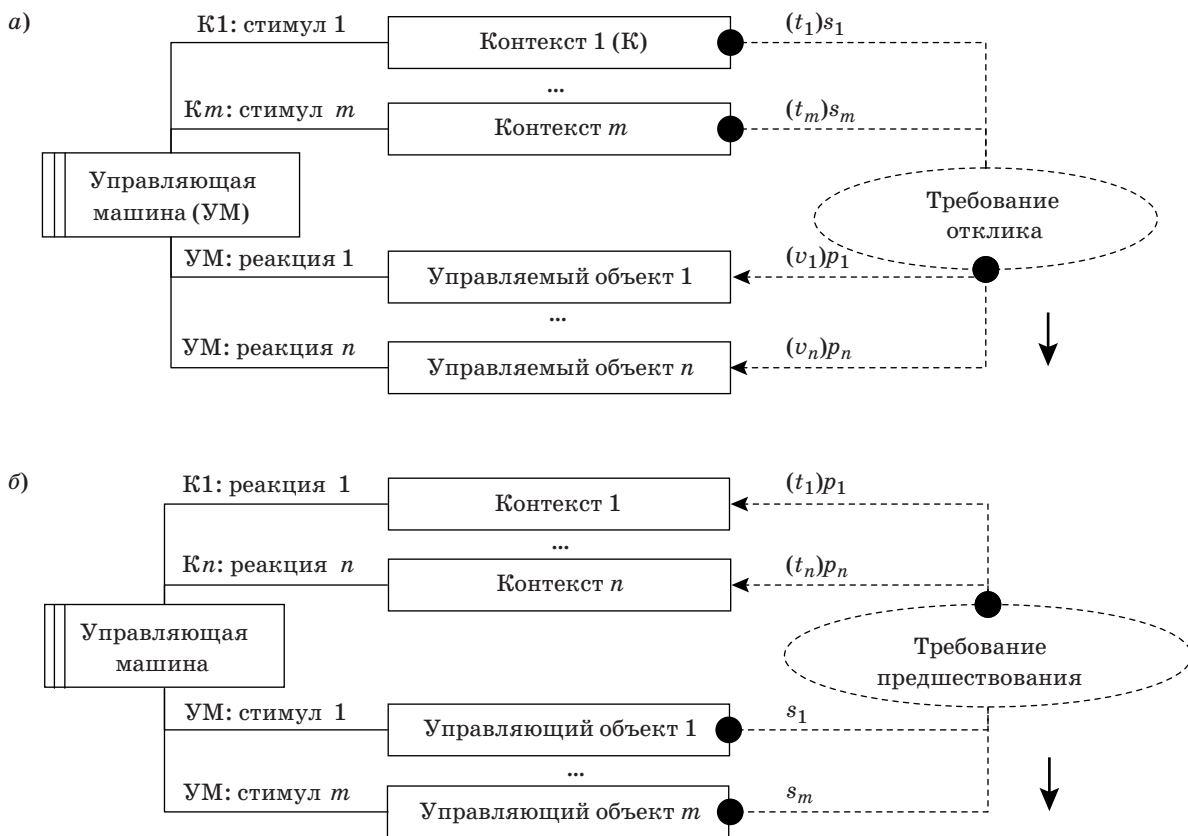
Модификация методики схем целей для формирования контекстных требований к реагирующим системам

В этом разделе будут разработаны элементарные схемы контекстных требований и определена процедура их формирования.

Цели, реализуемые контекстными требованиями (см. рис. 2), идентичны. Общую их структуру можно сформулировать так: «Система должна гарантировать выполнение (некоторого) отношения в (конкретной) фазе функционирования».

Чтобы упростить методику составления требований для таких целей, разобьем их на две взаимосвязанные цели. Цель отношения устанавливает необходимое отношение: «Система должна гарантировать выполнение (некоторого) отношения». Другая цель устанавливает контекстное требование: «Система должна гарантировать цель отношения в (конкретной) фазе функционирования». В соответствии с этими целями построим два типа элементарных схем.

Схемы отношений, следуя методике определения целей М. Джексона, будем представлять графически, однако семантика графических элементов и связей будет другой. Элементарные схемы отношений представлены на рис. 3, а, б. Объекты, инициирующие события-стимулы, связаны с требованием пунктирной прямой, а реак-

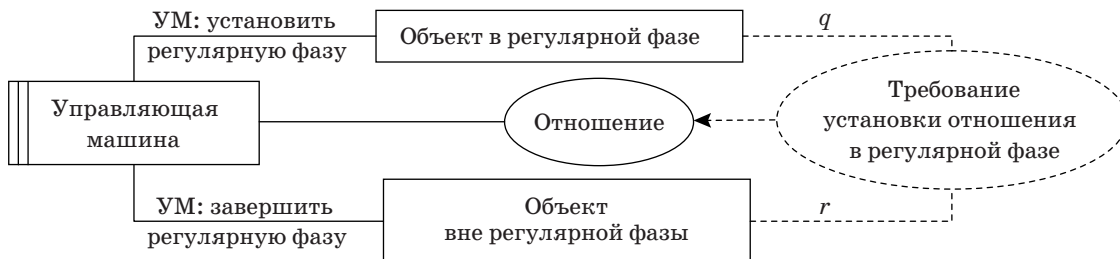


■ Рис. 3. Элементарные схемы отношений: а — отклика; б — предшествования

ции — прямой со стрелкой. Чтобы различать схемы отношений отклика от схем отношений предшествования, установлен порядок объектов, инициирующих стимулы и реакции. На графической схеме отношения отклика блок с объектами, инициирующими стимул, находится выше блока с объектами, инициирующими реакцию. На схеме отношения предшествования порядок следования блоков противоположный (см. рис. 3, б). Чтобы задавать последовательности стимулов s_1, \dots, s_m , введены точки сбора цепочки событий. Порядок следования объектов в соответствующем блоке сверху вниз. Если стимул s_k в цепочке стимулов следует раньше s_i , то объект, инициирующий

стимул s_k , расположен на схеме выше объекта, инициирующего s_i . Для реакций введены аналогичные обозначения.

Элементарные схемы контекстных требований задаются для определенных выше фаз функционирования. Эти схемы — иерархические, т. е. они ссылаются на элементарные схемы отношений. Ссылка обозначается овалом со сплошной границей (рис. 4). Иерархические схемы были использованы М. Джексоном в работе [6], хотя впоследствии не применялись. На элементарных схемах контекстных требований устанавливается порядок следования событий, определяющих фазы. На рис. 4 приведена схема для регулярной фазы, остальные строятся аналогично.



■ Рис. 4. Элементарные схемы контекстных требований выполнения отношения в регулярной фазе

Событие начала фазы q предшествует отношению, фаза завершается событием r , такой порядок восстанавливается по порядку расположения прямоугольников объектов, инициирующих соответствующие события, и ссылки на отношение (сверху вниз).

Теперь определим процедуру формирования контекстных требований при помощи схем целей для отношения отклика (для отношения предшествования процедура аналогична).

1. Когда в техническом задании либо в прочей доступной информации обнаруживается некоторое событие окружения, влияющее на поведение системы, то необходимо исследовать, не является ли оно реакцией или стимулом для действий системы.

2. Если событие окружения является стимулом и есть реакция системы, то необходимо зафиксировать цель гарантии соответствующего отношения отклика в элементарной схеме (см. рис. 3, а). Дополнительно отношение должно быть исследовано на влияние цепочки стимулов или реакций.

3. Необходимо проанализировать, в какой из фаз функционирования система должна гарантировать полученное отношение. Результат анализа фиксируется в элементарной схеме рабочей фазы (см. рис. 4).

4. По полученным элементарным схемам определяется LTL-формула, выражающая соответствующее контекстное требование.

Если согласно предложенной процедуре не удалось установить контекстное требование, то следует действовать по оригинальной методике схем целей. Одним из частных случаев, не описываемых ни одной из предложенных элементарных схем, будет требование с бесконечным поведением окружения.

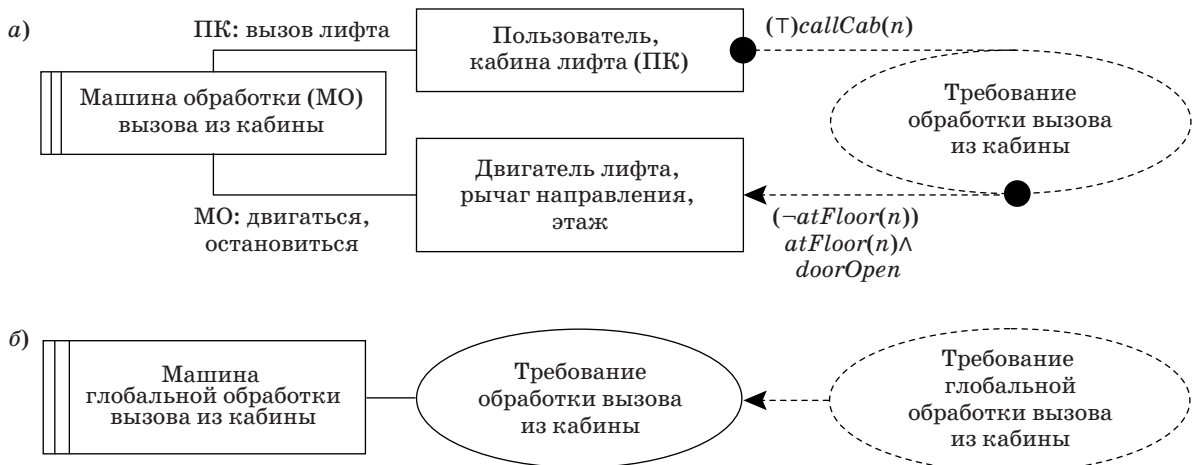
Продемонстрируем уточнение целей и построение LTL-формулы контекстного требования по

схеме для цели обработки вызовов (см. рис. 1) системы управления лифтом. Событие «ВД: вызов» на интерфейсе между «Внешним доменом» и «Контроллером движения» подается окружением. Оно стимулирует систему начать обслуживание, т. е. инициирует отношение отклика как стимул. Простейшей реакцией системы было бы прибытие лифта на этаж. Однако при поступлении вызова из кабины лифта эта реакция может быть уточнена.

Именно нажав кнопку этажа в кабине лифта, пользователь предполагает, что лифт, подъезжая к этому этажу, остановится, не проехав мимо. То есть реакция системы управления на вызов из кабины состоит в последовательности событий «лифт не на этаже вызова» до тех пор, пока наступят события «лифт на этаже вызова, и двери открыты». Отношение отклика должно выполняться в каждом состоянии системы. На рис. 5 определены схемы обработки вызова из кабины лифта для отношения отклика (рис. 5, а) и для глобальной фазы (рис. 5, б) с учетом переменных, введенных ранее.

Получим LTL-формулу по схеме на рис. 5. Элементарная схема отношения отклика на рис. 5, а содержит один стимул $callCab(n)$ между объектом «Пользователь, кабина лифта» и требованием, и одну реакцию $atFloor(n) \wedge doorOpen$ между требованием и объектом «Двигатель лифта». Реакция ограничена последовательностью событий $\neg atFloor(n)$. Таким образом, имеются все данные для построения LTL-формулы отношения отклика $Resp(callcab(n), atfloor(n) \wedge dooropen, T, \neg atfloor(n))$. Поскольку отношение задано в глобальной фазе (см. рис. 5, б), то требование обработки вызова из кабины лифта задается формулой *global*:

$$G(callCab(n) \rightarrow \rightarrow \neg atFloor(n) U (atFloor(n) \wedge doorOpen))$$



■ Рис. 5. Схема: а — отношения отклика для обработки вызова; б — глобальной обработки вызова из кабины лифта

Представленная в этом разделе модификация методики схем целей позволяет решить задачу систематизации построения формальных темпоральных требований к причинным зависимостям программных систем логического управления.

Сравнительный анализ контекстных требований

Рассмотрим, как контекстные требования соотносятся с другими шаблонами темпоральных взаимодействий, описанными в литературе, а также оценим влияние контекстных требований на корректность двух реализованных систем с известным техническим заданием.

Для апробации описанной выше методики составления контекстных требований были проанализированы системы управления лифтом и энергоснабжением судна [7, 9]. Они выбраны потому, что для них были доступны как техническое задание, так и полный текст программного кода, реализующего системы управления. Программный код тщательно протестирован разработчиками этих систем. Система управления лифтом использовалась Д. Кнудом для обучения разработке сопрограмм, для нее разработан интерпретатор. Система управления энергоснабжением судна была установлена на вновь построенное судно «Вайгач», которое отправилось на ходовые испытания в Белое море, поэтому имелась возможность проверить адекватность найденных нами ошибок в коде программ.

Структура спецификации контекстных требований рассматриваемых систем такова. Из 13 контекстных требований к системе управления лифтом одно требование включает условие с бесконечной цепочкой контекста, тогда как основная часть требования не задает связи с контекстом, 3 требования задают отношение предшествования, а 9 — отношение отклика.

При составлении требований к системе управления энергоснабжением судна [7] из 36 контекстных требований 16 требований — это контекстные требования с отношением предшествования, 20 требований — контекстные требования с отношением отклика. В цепочки событий в требованиях к системе управления энергоснабжением судна входило до 9 событий-реакций (стимулов). Все требования с отношением отклика включают условие с бесконечными цепочками контекста. В результате LTL-формулы требований содержали до 10 условий справедливости.

По программным кодам каждой из двух систем управления были построены модели на языке Promela и произведена верификация с помощью верификатора SPIN [10] относительно разработанных спецификаций. В результате проверки удалось выявить несколько ошибок.

В системе управления лифтом одна ошибка связана с нарушением контекстных требований отклика, в частности, обработки вызова. Ошибка является следствием того, что в некоторых ситуациях лифт не может покинуть этаж вызова. Эта ошибка демонстрирует невозможность применить разработанную Д. Кнудом программу [9] в качестве реальной системы управления лифтом. Для обучения разработке сопрограмм в код модели лифта в работе [9] искусственно введены такие ограничения на последовательности событий, которые в реальности из-за недетерминированности чередования процессов реализовать невозможно.

В системе управления энергоснабжением судна при верификации найдено три критические ошибки. Одна из ошибок связана с нарушением требования выхода из защищенного режима. В результате очень редкого возможного поведения датчиков двигателя система бесконечно часто переключается из рабочего в защищенный режим, полностью блокируя управление. Для судна «Вайгач» ошибки были подтверждены в процессе ходовых испытаний, которые проводились параллельно и независимо от формальной верификации системы управления энергоснабжением.

Отличие контекстных требований от других работ, также определяющих шаблоны темпоральных отношений реагирующих систем, состоит в отсутствии у последних семантики функционального назначения этих систем.

В работе [11] впервые предложена классификация шаблонов темпоральных взаимодействий с практическими целями. Классификация [11] составлялась, чтобы решить задачу перехода от описания темпоральных требований на естественном языке в формулы LTL, STL и в регулярные выражения. Эти шаблоны выбирались исходя из наиболее часто встречающихся структур требований в доступных источниках. Привязка требований к функциональности системы в работе [11] не проводилась. Тем не менее значение этой работы достаточно велико. Большинство из последующих работ по практическим классификациям темпоральных требований, например [12–14], лишь расширяют результаты работы [11] (для вероятностных, количественных и прочих зависимостей).

Если контекстное требование нашей классификации будет задано на естественном языке в соответствии с шаблонами [11, 15], то оно может быть транслировано в LTL-формулу по методике работы [11]. Однако некоторые контекстные требования не могут быть определены при помощи шаблонов [11], в частности, если длина цепочки событий реакции или контекста более двух. Отметим также, что работа [11] содержит несколько ошибок трансляции словесной формулировки

требований в формулы темпоральной логики. Если такую трансляцию проводить по предложенной в данной работе методике формирования контекстных требований, то ошибок можно избежать. Из 217 требований, рассмотренных в работе [11], 83 требования относятся по структуре связей к классу контекстных требований с отношением отклика, 13 требований — к классу контекстных требований с отношением предшествования.

Заключение

В работе предложен новый класс требований к поведению реагирующих программных систем — класс контекстных требований, определяемых через отношения отклика и предшествования между событиями, возникающими в разрабатываемой программной системе и ее

окружении. Контекстные требования формально определены на языке LTL. Для структуризации информации об отношениях при составлении контекстных требований модифицирована известная методика схем целей, предложенная М. Джексоном. По предложенным элементарным схемам контекстных требований можно построить LTL-формулы контекстных требований.

Сравнительный анализ показал, что контекстные требования структурно являются расширением наиболее употребляемых шаблонов темпоральных требований, описанных в литературе.

Предложенная методика позволяет систематически составлять контекстные требования из технического задания и дополнительной информации о разрабатываемой системе. Как показал опыт верификации двух программных систем управления, невыполнение таких требований может быть критическим для приложений.

Литература

1. Карпов Ю. Г. Model checking. Верификация параллельных и распределенных программных систем. — СПб.: БХВ-Петербург, 2010. — 560 с.
2. Lamport L. Proving the Correctness of Multiprocess Programs // IEEE Trans. Softw. Eng. 1977. Vol. 3. N 2. P. 125–143.
3. Manna Z., Pnueli A. A Hierarchy of Temporal Properties // Proc. of the Ninth Annual ACM Symp. on PODC. 1990. P. 377–410.
4. Cerná I., Pelánek R. Relating Hierarchy of Linear Temporal Properties to Model Checking // Proc. of MFCS'2003. LNCS. 2003. Vol. 2747. P. 318–327.
5. IEEE Std 830-1998. IEEE Recommended Practice for Software Requirements Specifications. — N. Y.: IEEE, Inc. 1998. — 31 p.
6. Jackson M. A. Problem Analysis Using Small Problem Frames // South African Computer J. 1999. Vol. 22. P. 47–60.
7. Система КСУ ТС. Руководство по эксплуатации КЛГИ.657122.001 РЭ / ЦНИИ СЭТ. — СПб., 2008. — 41 с.
8. Alspaugh T. A. et al. Software Requirements for the A-7E Aircraft // NRL Report. 1989. N 9194. — 450 p.
9. Кнут Д. Искусство программирования. Т. 1. Основные алгоритмы. — М.: Вильямс, 2010. — 720 с.
10. Verifying Multi-threaded Software with Spin. <http://spinroot.com/spin/whatispin.html> (дата обращения: 21.12.2013).
11. Dwyer M. B., Avrunin G. S., Corbett J. C. Patterns in Property Specifications for Finite-State Verification // Proc. of ICSE '99. P. 411–420.
12. Konrad S., Cheng B. H. C. Real-Time Specification Patterns // Proc. of ICSE '05. P. 372–381.
13. Post A., Menzel I., Podelski A. Applying Restricted English Grammar on Automotive Requirements: Does it Work? A Case Study // Proc. of the REFSQ'11. 2011. P. 166–180.
14. Ramezani E., Fahland D., van Dongen B. F., van der Aalst W. M. P. Diagnostic Information for Compliance Checking of Temporal Compliance Requirements // Proc. of the CAiSE. 2013. P. 304–320.
15. Property Pattern Mappings for LTL. <http://patterns.projects.cis.ksu.edu/documentation/patterns/ltl.shtml> (дата обращения: 21.12.2013).

UDC 004-4

A Methodology of Eliciting Context Requirements to Program Logic Control Systems

Shoshmina I. V.^a, Professor Assistant, ishoshmina@den.icc.spbstu.ru

^aSaint-Petersburg State Polytechnical University, 21, Polytechnicheskaya St., 194021, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: Modern approaches to eliciting formal requirements to software behavior do not provide enough ways to structure incomplete information about the future system. The paper deals with one of the essential stages in formal verification of software logical control systems, namely elicitation of temporal requirements. **Results:** We proposed a technique for eliciting some temporal

requirements to logical control software behavior, by modifying problem frames approach. This technique is based on arranging the temporal relations between events within the system and its operational context. In particular, we considered chains of stimuli and reactions depending on a source which induces them. In the paper, these temporal relations are called context requirements. Formally, context requirements have been described in terms of linear temporal logic. We extended the problem frame notation to define ordered event chains and event blocks, and also added two elementary problem frames, which are temporal relation frame and operational phase frame. The temporal relation frame can specify problems which require that the system answers by a reactions chain to a stimulus chain locally. The operational phase frame extends the local behavior determined by the temporal relation frame to the global scope, depending on the system phase restrictions. Our elementary problem frames can be translated into linear temporal logic formulas. The traditional problem frame development procedure has been modified to find out context requirements. **Practical relevance:** The technique has been demonstrated on the examples of eliciting requirement specifications to two logical control systems (an elevator controller and a vessel power controller).

Keywords — Reactive Systems, Requirement Specification, Linear Temporal Logic, Model Checking, Goal-Oriented Methods of Requirement Development, Problem Frame Approach.

References

1. Karpov Yu. G. *Model checking. Verifikatsiia parallel'nykh i raspredeennykh programnykh sistem* [Model checking. Verification of Parallel and Distributed Software Systems]. Saint-Petersburg, BKhHV-Peterburg Publ., 2010. 560 p. (In Russian).
2. Lamport L. Proving the Correctness of Multiprocess Programs. *IEEE Transactions on Software Engineering*, 1977, vol. 3, no. 2, pp. 125–143.
3. Manna Z., Pnueli A. A Hierarchy of Temporal Properties. *Proc. of the Ninth Annual ACM Symposium on PODC*, 1990, pp. 377–410.
4. Cerná I. and Pelánek R. Relating Hierarchy of Linear Temporal Properties to Model Checking. *Proc. of the MFCS'2003*, LNCS, 2003, vol. 2747, pp. 318–327.
5. IEEE Std 830-1998. IEEE Recommended Practice for Software Requirements Specifications. New York, IEEE, Inc., 1998. 31 p.
6. Jackson M. A. Problem Analysis Using Small Problem Frames. *South African Computer Journal*, 1999, vol. 22, pp. 47–60.
7. *Sistema KSU TS. Rukovodstvo po Eksploatatsii KLG1.657122.001RE* [System ICS TF. Operating Instruction]. TsNII SET Publ., 2008. 41 p. (In Russian).
8. Alspaugh T. A., Faulk S. R., Britton K. H., Parker R. A., Parnas D. L., Shore J. E. Software Requirements for the A-7E Aircraft. *NRL Report*, 1989, no. 9194. 450 p.
9. Knuth D. E. *The Art of Computer Programming*. Vol. 1. *Fundamental Algorithms*. Addison-Wesley Longman, Inc., 1998. 672 p.
10. *Verifying Multi-Threaded Software with Spin*. Available at: <http://spinroot.com/spin/whatispin.html> (accessed 21 December 2013).
11. Dwyer M. B., Avrunin G. S., Corbett J. C. Patterns in Property Specifications for Finite-State Verification. *Proc. of the ICSE '99*, 1999, pp. 411–420.
12. Konrad S., Cheng B. H. C. Real-Time Specification Patterns. *Proc. of the ICSE '05*, 2005, pp. 372–381.
13. Post A., Menzel I., Podelski A. Applying Restricted English Grammar on Automotive Requirements: Does it Work? A Case Study. *Proc. of the REFSQ'11*, 2011, pp. 166–180.
14. Ramezani E., Fahland D., van Dongen B. F., van der Aalst W. M. P. Diagnostic Information for Compliance Checking of Temporal Compliance Requirements. *Proc. of the CAiSE*, 2013, pp. 304–320.
15. *Property Pattern Mappings for LTL*. Available at: <http://patterns.projects.cis.ksu.edu/documentation/patterns/ltl.shtml> (accessed 21 December 2013).

УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

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

УДК 004.02

МЕТОДИКА РАСЧЕТА НАДЕЖНОСТИ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ, УЧИТЫВАЮЩАЯ УГРОЗЫ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

С. В. Беззатеев^а, доктор техн. наук, доцент

Н. В. Волошина^а, канд. техн. наук, доцент

П. С. Санкин^а, ассистент

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

Цель: разработка методики расчета надежности сложных систем, учитывающей влияние угроз информационной безопасности на надежность системы в целом. **Результаты:** описаны задачи оценки надежности, решаемые на стадии проектирования сложных систем. Одним из наиболее эффективных формальных методов, позволяющих получить численные значения надежности системы, является использование дерева отказов, однако при этом не учитываются проблемы, связанные с информационной безопасностью, и их существенное влияние на работоспособность системы. Для комплексной оценки надежности и безопасности сложных систем на этапе их проектирования предлагается строить дерево отказов с учетом угроз информационной безопасности. В частности, в рассмотрение вводится дополнительный модуль системы, который позволяет учесть влияние угроз безопасности на надежность системы в целом. Таким образом, предложено решение проблемы совместного обеспечения надежности и безопасности систем. Проведена общая оценка надежности и безопасности части системы ETCS, в качестве примера рассмотрена подсистема путевых RFID-меток Eurobalise. **Практическая значимость:** предложенная методика учета угроз информационной безопасности при расчете надежности систем позволяет получить более адекватные оценки надежности еще на этапе проектирования сложных систем.

Ключевые слова — надежность сложных систем, угрозы информационной безопасности, анализ дерева отказов.

Введение

Роль информационных технологий и степень их интеграции в процессах управления сложными системами постоянно возрастает. Все более актуальной становится задача анализа влияния угроз информационной безопасности на уровень надежности таких систем.

В то же время существующие подходы к оценке надежности не предполагают анализа и учета угроз информационной безопасности. И, как следствие, анализ угроз информационной безопасности производится уже после завершения проектирования и расчета уровня надежности системы [1–3]. Такой подход не позволяет получить адекватное представление об уровне надежности для проектируемой системы в целом и может приводить к значительному завышению оценки уровня надежности системы на этапе ее проектирования, что неприемлемо для критически важных систем.

В данной работе предложена методика учета возможных угроз информационной безопасности при расчете уровня надежности, что позволяет получать адекватные оценки надежности сложной системы еще на этапе ее проектирования.

Метод оценки надежности

В качестве примера сложной, критически важной системы рассмотрена современная европейская система автоматизированного управ-

ления движением железнодорожным транспортом ERTMS (European Rail Traffic Management System). Анализ влияния угроз информационной безопасности на оценку уровня надежности систем произведен на примере подсистемы ETCS (European Train Control System) европейской системы управления следованием поездов, активно используемой на территории Европы.

Подсистема ETCS предназначена для автоматизированного (или автоматического) управления железнодорожным движением, что позволяет значительно повысить эффективность железнодорожных перевозок. В данной системе используются унифицированные протоколы обмена данными между поездом и специализированными устройствами, расположенными на путях, что позволяет принимать оперативные решения по организации и управлению движением.

Система ETCS разделена на две основные части: подсистема на стороне путей и подсистема на стороне поезда. Элементами, обеспечивающими обработку и передачу информации в системе ETCS, являются метки Eurobalise, шлейфы Euroloop, средства радиосвязи Euroradio, локомотивное оборудование Eurocab [4].

Система ETCS может функционировать на нескольких уровнях, которые различаются степенью автоматизации управления поездом. Нулевой уровень характеризует ручной режим управления, однако и на нем, так же как и на всех остальных, при движении состава обрабатывается информация с путевых радиочастотных

меток Eurobalise. Таким образом, подсистема радиочастотных путевых меток является одной из наиболее важных в рассматриваемой системе управления движением поездов. Рассмотрим более подробно эту подсистему, расположенную на стороне путей.

Eurobalise (иногда называемая Balise) — это радиочастотная путевая метка, устанавливаемая на железнодорожных путях. Она является частью системы ETCS и служит для передачи поезду данных, связанных с его текущим местонахождением. Метка хранит такую информацию, как идентификатор, соответствующий точке пути, рекомендуемые параметры движения по участку пути и др. В некоторых случаях путевая метка может предупредить о ведущихся впереди работах и передавать новое (уменьшенное) значение скорости для участка пути. Метки могут устанавливаться группами из нескольких штук, например, для определения направления движения поезда [5].

Путевая метка представляет собой небольшое устройство, окрашенное в желтый цвет и установленное на шпале между рельсами. По сути, Balise представляет собой пассивную RFID (Radio Frequency Identifier) метку с некоторой предварительно записанной информацией. Особенностью пассивных меток является то, что для работы метки не требуют стационарного питания. Энергия для работы метки получается за счет преобразования энергии излучения RFID-считывателя, расположенного на поезде.

Такая особенность работы системы приводит к появлению угроз со стороны информационной безопасности. Например, при переносе на другое

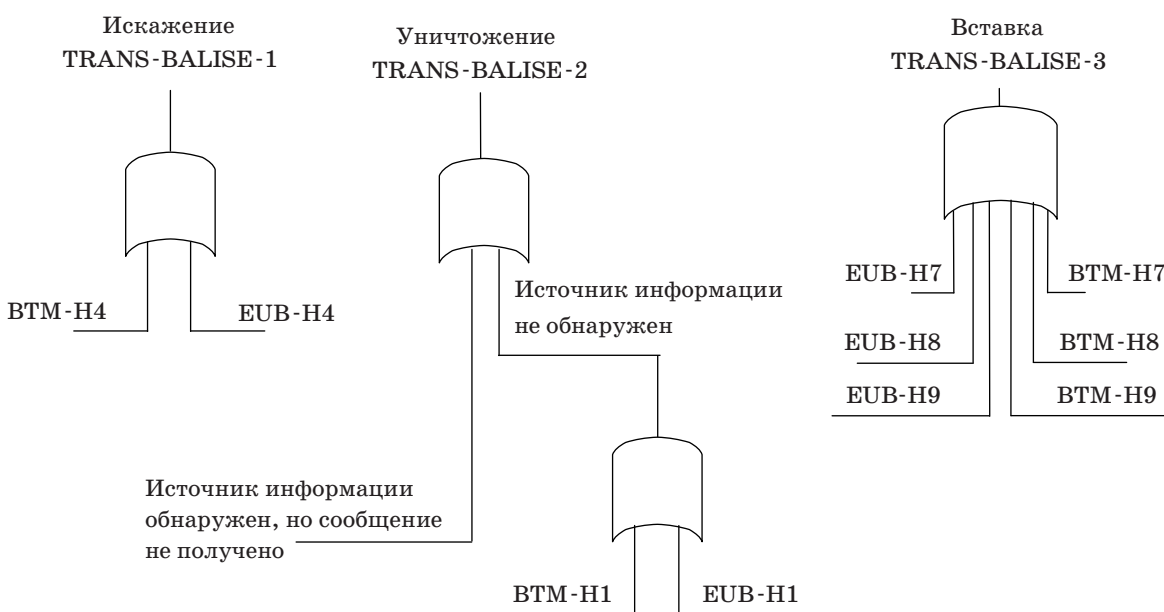
место метка не теряет работоспособности и будет передавать поезду некорректную информацию о его местонахождении. С учетом расположения в относительно легкодоступном месте (на путях следования поездов) она может представлять большой интерес для злоумышленника, целью которого может быть нарушение работы системы управления движением поездов. При более тщательном анализе работы системы могут быть выявлены и другие уязвимости информационной безопасности. При этом уровень надежности столь критически важной системы значительно снижается, а полученные традиционным способом оценки надежности не могут рассматриваться как адекватные.

Для повышения объективности получаемых оценок надежности системы предлагается при использовании стандартных подходов оценки уровня надежности учитывать угрозы информационной безопасности.

В соответствии со стандартом оценки уровня надежности [6] используется метод построения дерева отказов FTA (Fault Tree Analysis). Для подсистемы Eurobalise дерево, построенное в соответствии со стандартом [7], представлено на рис. 1. События, связанные с рисками отказов на стороне бортового оборудования, обозначены как BTM, другие события, связанные с рисками на стороне подсистемы Eurobalise, — EUB. Сами риски отказов интерпретируются следующим образом:

H1 — группа путевых меток (Eurobalise) не определена;

H4 — ошибочное сообщение интерпретировано как верное;



■ Рис. 1. Деревья отказов для подсистемы Eurobalise

Н7 — ошибочная локализация группы путевых меток;

Н8 — порядок получения корректных сообщений от путевых меток нарушен;

Н9 — сообщение путевой метки ошибочно получено с другого пути.

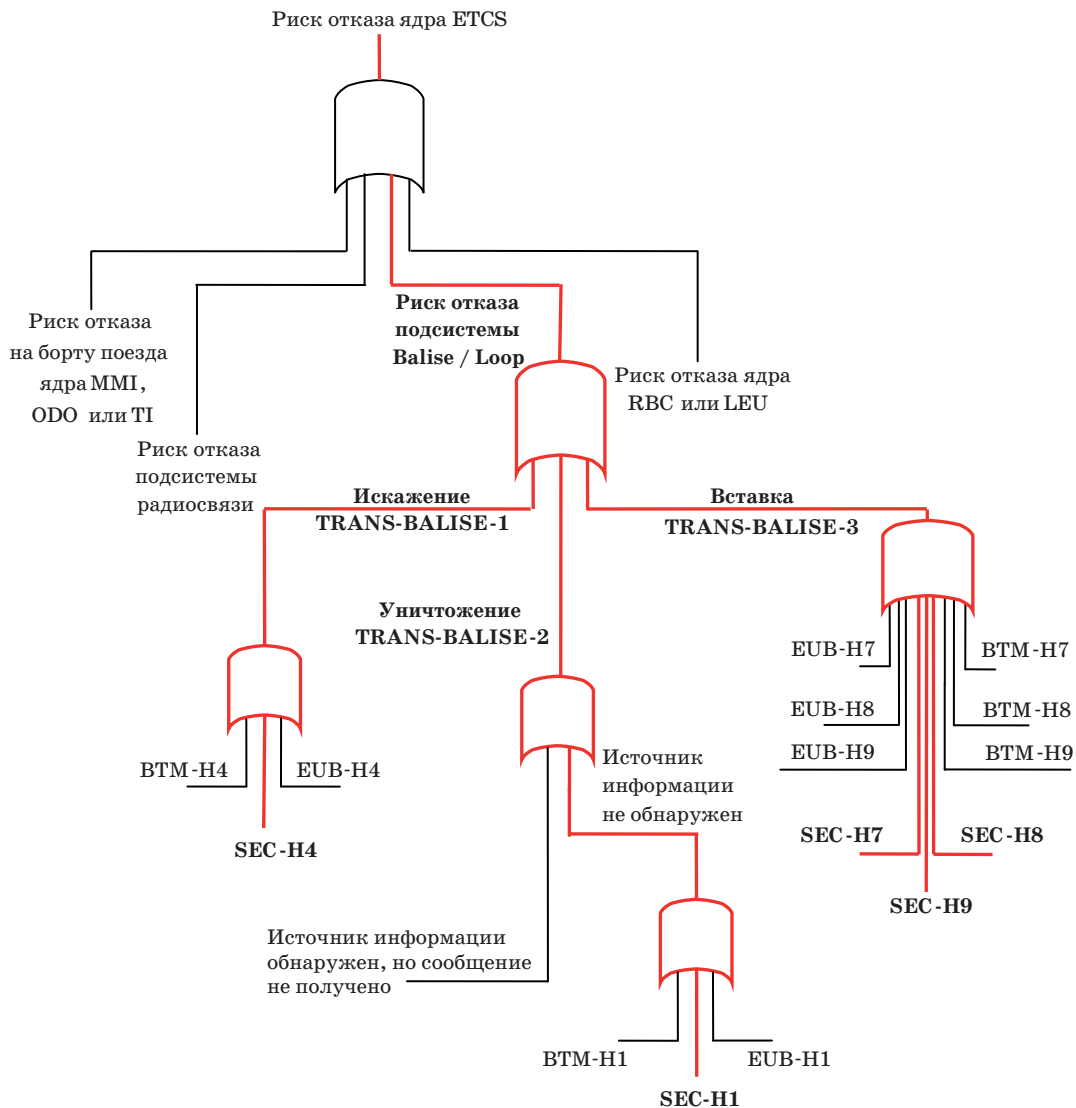
Для учета угроз информационной безопасности добавим в дерево отказов некоторые из обнаруженных уязвимостей информационной безопасности. Так как стандартные риски отказов [7], рассматриваемые при анализе надежности, могут быть вызваны не только сбоем в работе оборудования, но и активными действиями злоумышленников, то дополним ими существующее дерево отказов отдельной ветвью (рис. 2), добавив к стандартному обозначению сокращение SEC (security).

Важно отметить, что в соответствии с теорией информационной безопасности для систем,

в которых не предусмотрено никаких мер по обеспечению информационной безопасности, вероятность реализации опасности считается равной единице. В этом случае в соответствии с деревом отказов и вероятностью отказа работы системы может быть близкой к единице, что значительно снижает уровень надежности системы.

Для увеличения уровня надежности необходимо применять меры по обеспечению информационной безопасности, а следовательно, использовать специальные методы и средства информационной безопасности.

Для учета влияния используемых средств обеспечения информационной безопасности на общий уровень надежности системы предлагается ввести в рассмотрение при анализе надежности специальный блок «модуль безопасности». В этом случае будем считать, что риски в сфере информационной безопасности учитываются именно



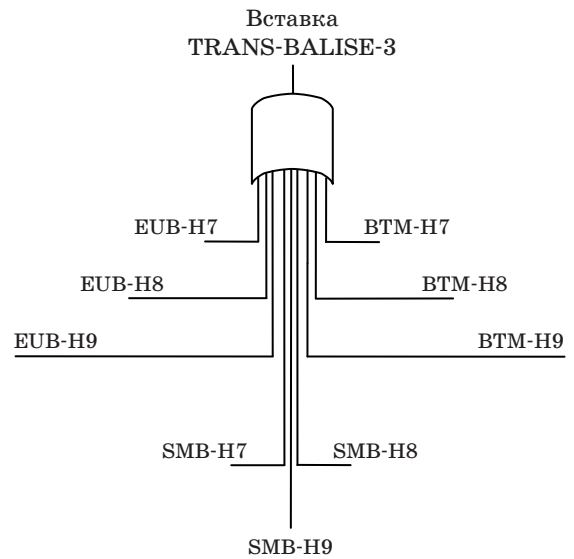
■ Рис. 2. Связь угроз с ядром системы

в этом блоке. Теперь отказ системы может произойти либо из-за взлома системы безопасности, либо из-за некорректной работы такого блока. В обоих случаях может быть получена оценка вероятности такого критического события. Данная оценка может быть использована в стандартной методике оценки надежности работы сложных систем. Применение данного подхода для ветви рассматриваемого дерева отказов, связанной со вставкой сообщения, показано на рис. 3, где угрозы со стороны модуля безопасности обозначены как SMB-H7, SMB-H8, SMB-H9 (SMB — security module block).

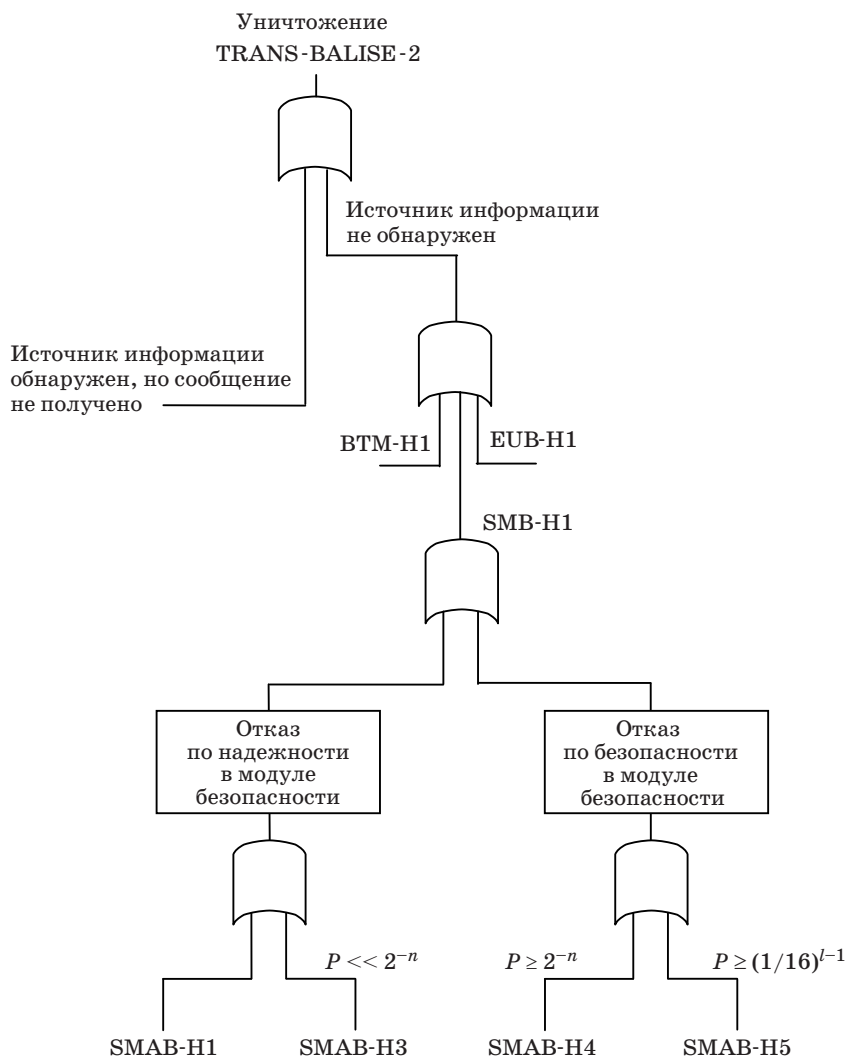
Для случая вставки сообщения (TRANS-BALISE-3) введены дополнительные события:

SMB-H7 — ошибочная локализация группы путевых меток по причине отказа модуля безопасности;

SMB-H8 — порядок получения корректных сообщений от путевых меток нарушен по причине отказа модуля безопасности;



■ Рис. 3. Дерево угроз с учетом наличия модуля безопасности



■ Рис. 4. Расчет дерева отказов с учетом надежности модуля безопасности

■ Перечень анализируемых опасностей

Тип угрозы	Обозначение	Описание угрозы	Причина сбоя
Угрозы со стороны сбоев модуля безопасности	SMAB-H1	Метка (Balise) не обнаружена	Сбой модуля безопасности
	SMAB-H2	Сбой аутентификации	То же
	SMAB-H3	Задержка	—
Угрозы, обусловленные успешными атаками	SMAB-H4	Успешная атака полным перебором	Реализация атаки
	SMAB-H5	Успешная атака десинхронизации	То же

SMAB-H9 — сообщение путевой метки ошибочно получено с другого пути по причине отказа модуля безопасности.

Причины отказов модуля безопасности можно разделить на две группы: отказ по надежности и отказ по безопасности. При этом появляется возможность провести оценку вероятностей возникновения отказов с учетом влияния угроз информационной безопасности.

Для рассмотренного примера системы Eurobalise проведен анализ эффективности предложенного подхода при использовании безопасных протоколов обмена данными на пассивных RFID-метках LMAP++ [8, 9]. Для этого протокола можно оценить вероятность сбоя. Ветвь дерева отказов, связанная с уничтожением (потерей) сообщения, построенная с учетом влияния угроз информационной безопасности, представлена на рис. 4.

В данном случае проведен анализ угроз, связанных с модулем безопасности, реализующим протокол аутентификации: SMAB-H1, SMAB-H3, SMAB-H4, SMAB-H5 (SMAB — security module of authentication block). При этом приняты следующие обозначения: n — число бит, составляющих секретный ключ; l — число путевых меток в группе. Обозначения угроз введены по аналогии с угрозами, представленными в стандарте [7], однако причины возникновения этих угроз связаны с информационной безопасностью рассматриваемой системы. Полный список выявленных угроз приведен в таблице.

Вероятность возникновения угрозы, связанной с информационной безопасностью, можно оценить численно. Так, вероятность атаки перебором ключей (SMAB-H4) будет зависеть от раз-

мера ключа и составит величину 2^{-n} . Для одной путевой метки вероятность атаки десинхронизации на LMAP++ составляет 2^{-4} . В системе ETCS предусмотрено использование групп путевых меток, например, для определения направления движения состава. Вероятность десинхронизации для группы можно рассчитать по формуле $P_{SMAB-H5} = (2^{-4})^{l-1}$. Количество путевых меток в группе может составлять от 3 до 8, таким образом, вероятность успешной атаки десинхронизации будет лежать в диапазоне $2^{-28} \leq P_{SMAB-H5} \leq 2^{-8}$.

Проведенный анализ показывает, что результирующая надежность системы с учетом угроз информационной безопасности увеличивается при использовании модуля безопасности, а при отсутствии такого практически равна нулю.

Заключение

Приведенный в статье пример анализа уровня надежности системы управления, использующей элементы автоматизированных или автоматических информационных систем, показал, что при отсутствии учета угроз информационной безопасности получаемые оценки уровня надежности системы могут быть далеки от реальных, поскольку без применения методов и средств информационной безопасности вероятность отказа системы может оказаться близкой к единице. Для данной ситуации это означает, что реальная надежность такой системы в современных условиях может рассматриваться близкой к нулю.

Стоит отметить, что изложенная методика может быть применена для любых критически важных систем управления, в которых могут быть выявлены угрозы информационной безопасности.

Литература

1. Hedberg K., Elestedt F. Safety-critical Communication Controllers for Railway Signalling in Public Networks. — Chalmers University of Technology University of Gothenburg, Sweden, 2008. — 91 p.
2. Novak T., Treytl A., Palensky P. Common Approach to Functional Safety and System Security in Building Automation and Control Systems, Emerging Technolo-

- gies and Factory Automation//ETFA. IEEE Conf., 2007. P. 1141–1148. doi:10.1109/ETFA.2007.4416910
3. Zafar S., Dromey R. G. Integrating Safety and Security Requirements into Design of an Embedded System// Proc. of 12th Asia-Pacific Software Engineering Conf. (APSEC '05), 2005. P. 629–636. doi:10.1109/APSEC.2005.75
4. ETCS Implementation Handbook. — Paris: UIC, 2008. — 91 p.

5. FFFIS for Eurobalise. ERTMS/ETCS — Class 1, Subset 036. — UNISIG, 2007. — 170 p.
6. Unisig Causal Analysis Process. ERTMS/ETCS — Class 1, Subset 077. — UNISIG, 2003. — 21 p.
7. Safety Analysis. ERTMS/ETCS — Class 1, Subset 088. — UNISIG, 2008. — 253 p.
8. Safkhani M., Bagheri N., Naderi M., Sanadhya S. K. Security Analysis of LMAP++, an RFID Authentication

Protocol// Proc. of 6th Intern. Conf. on Internet Technology and Secured Transactions, 2011. P. 689–694.

9. Bezzateev S., Voloshina N., Sankin P. Joint Safety and Security Analysis for Complex Systems//Proc. of 13th Conf. of Open Innovations Association FRUCT and 2nd Regional Seminar on e-Tourism, Petrozavodsk, 2013. P. 3–13.

UDC 004.02

Safety Analysis Methodology of Complex Systems Taking Into Account the Threats to Information Security

Bezzateev S. V.^a, Dr. Sc., Tech., Head of Department, bsv@aanet.ru

Voloshina N. V.^a, PhD, Tech., Associate Professor, natali@vu.spb.ru

Sankin P. S.^a, Assistant, spetros@gmail.com

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

Purpose: The objective is to develop a methodology of reliability calculation of complex systems which takes into account information security threats. **Results:** There have been stated tasks of reliability calculation solved during the stage of complex systems design. Fault tree analysis is one of the most effective formal methods allowing to get numerical reliability values of a system, however it does not consider the problems associated with information security and their significant influence on operability of a system. To provide comprehensive assessment of reliability and security of complex systems during their design it has been proposed to develop a fault tree with account of information security threats. In particular, there has been introduced an additional system unit taking into account the influence of information security threats on a safety level of the whole system. Therefore, there has been proposed a solution of the problem of joint provision of systems' reliability and security. There has been conducted a joint reliability and security analysis of a subsystem of the complex ETCS system. Eurobalise subsystem based on RFID technology has been taken as an example. **Practical relevance:** The proposed methodology of taking into account information security threats while calculating system reliability provides more adequate assessment of reliability at the design stage of complex systems.

Keywords — Reliability of Complex Systems, Information Security Threats, Fault Tree Analysis.

References

1. Hedberg K., Elestedt F. *Safety-critical Communication Controllers for Railway Signalling in Public Networks*. Chalmers University of Technology University of Gothenburg, Sweden, 2008. 91 p.
2. Novak T., Treytl A., Palensky P. Common Approach to Functional Safety and System Security in Building Automation and Control Systems. *ETFA. IEEE Conf.*, 2007, pp. 1141–1148. doi:10.1109/EFTA.2007.4416910
3. Zafar S., Dromey R. G. Integrating Safety and Security Requirements into Design of an Embedded System. *Proc. of 12th Asia-Pacific Software Engineering Conf. (APSEC '05)*, 2005, pp. 629–636. doi:10.1109/APSEC.2005.75
4. *ETCS Implementation Handbook*. Paris, UIC, 2008. 91 p.
5. FFFIS for Eurobalise. ERTMS/ETCS — Class 1, Subset 036. UNISIG, 2007. 170 p.
6. Unisig Causal Analysis Process. ERTMS/ETCS — Class 1, Subset 077. UNISIG, 2003. 21 p.
7. Safety Analysis. ERTMS/ETCS — Class 1, Subset 088. UNISIG, 2008. 253 p.
8. Safkhani M., Bagheri N., Naderi M., Sanadhya S. K. Security Analysis of LMAP++, an RFID Authentication Protocol. *Proc. of 6th Intern. Conf. on Internet Technology and Secured Transactions*, 2011, pp. 689–694.
9. Bezzateev S., Voloshina N., Sankin P. Joint Safety and Security Analysis for Complex Systems. *Proc. of 13th Conf. of Open Innovations Association FRUCT and 2nd Regional Seminar on e-Tourism*. Petrozavodsk, Russia, 2013, pp. 3–13.

УДК 004.05

СПОСОБ РАЗРАБОТКИ ТЕСТОВЫХ УДАЛЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ПРОСТРАНСТВЕННО РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ СИСТЕМЫ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ

А. А. Бойко^а, канд. техн. наук, доцент

А. В. Дьякова^а, научный сотрудник

^аВоенный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», Воронеж, РФ

Постановка проблемы: при разработке и эксплуатации пространственно распределенных систем информационно-технических средств особое значение имеет оценка устойчивости их функционирования в условиях удаленных информационно-технических воздействий со стороны злоумышленника. Несовершенство известных подходов к разработке таких воздействий не позволяет анализировать реакцию информационно-технических средств на полное множество факторов, комплексно нарушающих точность и своевременность обрабатываемых ими сообщений. Эффективным путем решения данной проблемы является генерация тестовых информационно-технических воздействий на базе формализации процессов функционирования исследуемого объекта. **Методы:** создание формальных моделей пространственно распределенной системы информационно-технических средств и автоматическая генерация на их основе полного множества тестовых удаленных информационно-технических воздействий. **Результаты:** предложена теоретико-множественная модель функционирования пространственно распределенной системы информационно-технических средств в виде комплекса локальных алгоритмов, взаимодействующих в рамках единого распределенного алгоритма посредством асинхронного обмена сообщениями. На базе модели предложен способ, обеспечивающий разработку на основе общедоступной спецификации алгоритмов функционирования информационно-технических средств полного множества тестовых удаленных информационно-технических (программных и электромагнитных) воздействий. Суть способа заключается в фиксации в каждом локальном алгоритме каждого информационно-технического средства множества состояний, непосредственно использующих неделимые элементы данных или характеристики электромагнитных или электрических сигналов, полученные от всех локальных алгоритмов других информационно-технических средств; определении для каждого из этих состояний множества конечных цепочек из состояний локальных алгоритмов, описывающих путь прохождения одинаковых элементов данных или сигналов от состояния, в котором они возникли (получены), до состояния, в котором они используются; выделении для каждого зафиксированного состояния множества тех цепочек, которые содержат используемые в нем элементы данных или характеристики сигнала, и определении для каждого выделенного множества цепочек тестовых удаленных информационно-технических воздействий, учитывающих потенциально реализуемые наборы взаимосвязанных факторов, влияющих на точность и своевременность сообщений. **Практическая значимость:** впервые получена возможность анализировать реакцию существующих и разрабатываемых информационно-технических средств пространственно распределенных систем на все потенциально возможные наборы факторов, комплексно нарушающих точность и своевременность обрабатываемых этими средствами сообщений.

Ключевые слова — распределенный алгоритм, удаленное информационно-техническое воздействие, информационно-техническое средство.

Введение

В процессе разработки и эксплуатации пространственно распределенных систем информационно-технических средств (ИТС), к которым относятся радиоэлектронные средства, средства вычислительной техники и их комбинации друг с другом и с другими классами технических средств, особое значение имеет оценка устойчивости функционирования этих средств и систем в целом в условиях удаленных информационно-технических воздействий (ИТВ) со стороны злоумышленника. Для обеспечения достоверности результатов такой оценки необходимо решить задачу разработки полного множества тестовых удаленных ИТВ для потенциально доступной злоумышленнику информации об алгоритмах функционирования ИТС системы.

С учетом ГОСТов [1, 2] в настоящей работе под ИТВ будем понимать последовательность дей-

ствий по формированию совокупности факторов, нацеленной на нарушение конфиденциальности, целостности и (или) доступности обрабатываемой ИТС информации и (или) алгоритмов, и (или) электронных компонентов и (или) схем ее обработки и достаточной для реализации с использованием электромагнитных полей и (или) электрических токов некоторого условия функционирования ИТС, при выполнении которого это средство переходит в состояние потери работоспособности, сниженной эффективности функционирования, управляемости или доступности для углубленного анализа источником воздействия. К ИТВ будем относить программные и электромагнитные воздействия. Их различие в том, что воздействующим фактором в первом случае является полученная после выделения из электромагнитных или электрических сигналов совокупность цифровых данных, являющихся исходными для алгоритмов функционирования

ИТС, а во втором случае — электромагнитный или электрический сигнал, несущий исходные данные для алгоритмов функционирования ИТС только в своих амплитудных, частотных, фазовых, временных и пространственных характеристиках. С позиции эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМОС) электромагнитные воздействия применяют на физическом уровне, а программные воздействия — на вышестоящих шести уровнях, используя физический уровень в качестве среды доставки воздействующего фактора.

На сегодняшний день для разработки тестовых ИТВ применяются следующие подходы:

1) эмпирический — основан на предположении аналитиками уязвимостей в ИТС и проверке этих предположений путем формирования и реализации соответствующих тестовых ИТВ;

2) феноменологический — основан на накоплении фактов проявления уязвимостей в процессе функционирования ИТС и разработке соответствующих тестовых ИТВ, реализующих эти уязвимости;

3) использование аналогий — основан на анализе доступных баз данных с уязвимостями ИТС и реализующими их тестовыми ИТВ и выборе в этих базах данных подходящих тестовых ИТВ для исследуемой системы [3];

4) тестирование реализации — основан на разработке возможных тестовых ИТВ для текущей реализации ИТС, содержащих входные данные, сформированные по установленным правилам в целях обнаружения ошибок в этой реализации [4, 5];

5) проверка на модели — основан на представлении процесса функционирования ИТС в виде дискретно-событийной модели, в наборе состояний которой выделяется подмножество нештатных состояний [6]. Проверка сводится к формализации требований к функционированию ИТС и попытке доказательства того, что подмножество нештатных состояний не является пустым. Если это подмножество не пустое, то предлагаются тестовые ИТВ, реализующие нештатные состояния;

6) генерация на основе модели — основан на таком стиле разработки ИТС, когда итерационно создается программная реализация его математической модели и автоматически генерируются программный код и тестовые ИТВ для проверки корректности кода [7].

Для решения указанной задачи первых двух подходов недостаточно, поскольку первый опирается на безупречный человеческий фактор, а второй в течение длительного времени может не показать большей части уязвимостей. Третий подход ориентирован на поиск в ИТС известных уязвимых элементов. С его применением решить указанную задачу возможно лишь в том случае,

когда ИТС состоит только из известных элементов. Четвертый подход сегодня достаточно глубоко проработан для алгоритмов функционирования программного и технического обеспечения ИТС с единственным потоком управления. Для случая распределенного многопоточного взаимодействия ИТС используется пятый подход. Однако его применение связано со сложностью определения состояний и формализации требований. Данные действия производятся эмпирически, и даже квалифицированный аналитик при работе с некоторым элементом локального алгоритма функционирования ИТС способен пропустить целый класс состояний или важное требование к корректности этого элемента. Шестым подходом пользуются крайне редко, поскольку затраты только на его внедрение и создание программной реализации математической модели ИТС соизмеримы с затратами на разработку всего ИТС без модели. Поэтому на практике в подавляющем большинстве случаев для решения поставленной задачи реализуются комбинации первых четырех подходов, а адекватность их применения проверяется только временем.

Такое положение дел для пространственно распределенных систем ИТС не является удовлетворительным, поскольку уязвимости в них могут проявляться при различных сочетаниях удаленно воздействующих деструктивных факторов, комплексно влияющих на точность и своевременность обрабатываемых ИТС сообщений, а использование хотя бы одной из таких уязвимостей способно привести к критичным последствиям для системы и ее пользователей. В первую очередь это касается систем, для обеспечения возможности установления информационного взаимодействия с которыми общедоступна спецификация их алгоритмов.

Цель работы — создание способа, обеспечивающего разработку полного множества тестовых удаленных ИТВ на пространственно распределенные системы ИТС на основе общедоступной спецификации их алгоритмов функционирования путем учета всех наборов взаимосвязанных факторов, комплексно нарушающих точность и своевременность обрабатываемых ИТС сообщений.

Модель функционирования пространственно распределенной системы ИТС

В основе предлагаемого способа лежит модель функционирования пространственно распределенной системы ИТС, базирующаяся на следующих основных положениях:

1) функционирование ИТС представляется в виде комплекса локальных алгоритмов, взаи-

мосвязанных единым распределенным алгоритмом функционирования системы, включающей эти ИТС. Способ ориентирован на программные и электромагнитные воздействия, так как в виде алгоритма представляется функционирование ИТС на всех уровнях ЭМВОС;

2) взаимодействие ИТС рассматривается с позиции обмена сообщениями, под которыми понимается как совокупность цифровых данных, так и электромагнитный (в том числе отраженный) или электрический сигнал. Передача сообщений между ИТС является асинхронной, поскольку синхронный обмен сообщениями в общем случае является разновидностью асинхронного обмена [8].

По мнению авторов, наиболее полные определения локального и распределенного алгоритмов на сегодняшний день приведены в работе [9]. Однако в интересах достижения цели работы определение локального алгоритма требует дополнительного учета потоков управления и данных [5], а определение распределенного алгоритма требует следующих уточнений:

1) каждый локальный алгоритм в некотором состоянии распределенного алгоритма может находиться только в одном состоянии;

2) в структуре множества переходов распределенного алгоритма рассматриваются только те переходы локальных алгоритмов, которые связаны с событиями передачи и приема сообщений и тем самым способны оказать влияние на другие локальные алгоритмы.

Исходя из этого в настоящей работе предлагаются следующие теоретико-множественные определения локального и распределенного алгоритмов.

Определение 1. Локальным алгоритмом будем называть семерку вида

$$al = (Z, I, \vdash^i, \vdash^s, \vdash^r, AP, L), \quad (1)$$

где Z — конечное непустое множество состояний; I — множество начальных состояний; \vdash^i — отношение на множестве $Z \times Z$; \vdash^s и \vdash^r — отношения на множестве $Z \times \Xi \times Z$, $\Xi = \{m_\xi\}; \xi = 1..|\Xi|$ — конечное непустое множество сообщений с уникальной семантикой; AP — конечное непустое множество атомарных предикатов, соответствующих всем возможным неделимым элементам данных или характеристикам сигналов, используемым локальным алгоритмом в ходе его выполнения; $L: Z \rightarrow 2^{AP}$ — функция меток состояний (сообщений), сопоставляющая каждому состоянию (сообщению) локального алгоритма множество истинных в нем атомарных предикатов и показывающая, какие неделимые элементы данных или характеристики сигналов в этом состоянии обрабатываются или ожидают обработки (или в этом сообщении передаются). Отношения \vdash^i , \vdash^s и \vdash^r пред-

ставляют переходы между состояниями, связанные с внутренними событиями, передачей и приемом сообщений соответственно. Отношение \vdash на Z определяется соотношением

$$\forall z \in Z \left(\begin{array}{l} (z \vdash z' \Leftrightarrow \langle z, z' \rangle \in \vdash^i) \vee \\ \vee \exists m_\xi \in \Xi (\langle z, m_\xi, z' \rangle \in \vdash^s \cup \vdash^r) \end{array} \right), \quad (2)$$

где $\langle \dots \rangle$ — упорядоченное множество.

Сообщение описывается следующим образом:

$$\begin{aligned} L(m_\xi) &= \{\varphi_{\xi, v}\}; \varphi_{\xi, v} \in AP_\xi; \\ AP_\xi &\subseteq AP; v \in 1..|AP_\xi|, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\varphi_{\xi, v}$ — v -й предикат, передаваемый в ξ -м сообщении; AP_ξ — множество предикатов, передаваемых в ξ -м сообщении; $|\dots|$ — обозначение числа элементов множества.

Распределенный алгоритм R функционирования системы ИТС описывает процесс взаимодействия локальных алгоритмов, которые выполняются на S входящих в эту систему ИТС и S' ИТС других распределенных систем, с которыми может взаимодействовать распределенная система, по схеме $1 : s$, ($j = 1..|AL_s|, AL_s \subseteq AL, s = 1..|S| + |S'|$).

Определение 2. Распределенным алгоритмом будем называть четверку вида

$$R = (C, \rightarrow, I, \Xi), \quad (4)$$

где $C = \{c_r\}; r = 1..|C|$ — конечное непустое множество состояний в R ; $\rightarrow = \{\langle C_{g'}, C_{g'} \rangle\} \cup \{\langle C_v, C_{v'} \rangle\}$, $g, g', v, v' \leq r, g \neq g', v \neq v'$ — конечное непустое множество прямых $\{\langle C_{g'}, C_{g'} \rangle\}$ и опосредованных $\{\langle C_v, C_{v'} \rangle\}$ переходов между состояниями R ; $I = \{c_{g''}\}; g'' < r$ — конечное множество начальных состояний R , в которые нет переходов; Ξ — конечное непустое множество сообщений с уникальной семантикой.

Каждое состояние в R является совокупностью таких состояний всех локальных алгоритмов всех ИТС, для которых одному состоянию, предшествующему некоторому исходящему сообщению одного локального алгоритма одного ИТС с некоторой семантикой, соответствует множество состояний множества локальных алгоритмов множества ИТС, получивших сообщение с той же семантикой. При этом один и тот же локальный алгоритм в некотором ИТС не может передавать сообщение себе.

Элементы C предлагается описывать следующим образом:

$$\begin{aligned} c_r &= (z_{s, j, k}, \{z_{s', j', k'}\}, m_\xi); \\ &\left(\begin{array}{l} \forall s, s' = 1..|S| + |S'|, \forall j, j', h = 1..|AL_s|, \\ \forall k, k' = 1..|Z_{s, j}|, \forall m_\xi \in \Xi \end{array} \right) \end{aligned}$$

$$\left(\begin{aligned} & \langle z_{s,j,k}, m_{\xi}, z'_{s',j,k} \rangle \in \vdash^s \wedge \\ & \langle \wedge \langle z_{s',j',k'}, m_{\xi}, z'_{s',j',k'} \rangle \in \vdash^r \rangle, \\ & ((al_{s,j} \neq al_{s,h}) \wedge (j \neq h)), \\ & (z_{s,j,k} \in Z_{s,j}), (z_{s,j,k} \neq z'_{s',j',k'}) \wedge \\ & \wedge (s = s') \wedge (j = j') \end{aligned} \right). \quad (5)$$

Из некоторого состояния R существует прямой переход во все состояния R , у которых состояния локальных алгоритмов, порождающие исходящие сообщения, без промежуточных входящих сообщений следуют за состоянием, порождающим исходящие сообщения в данном состоянии R , или состояниями, получившими входящее сообщение в данном состоянии R . Прямой переход предлагается описывать следующим образом:

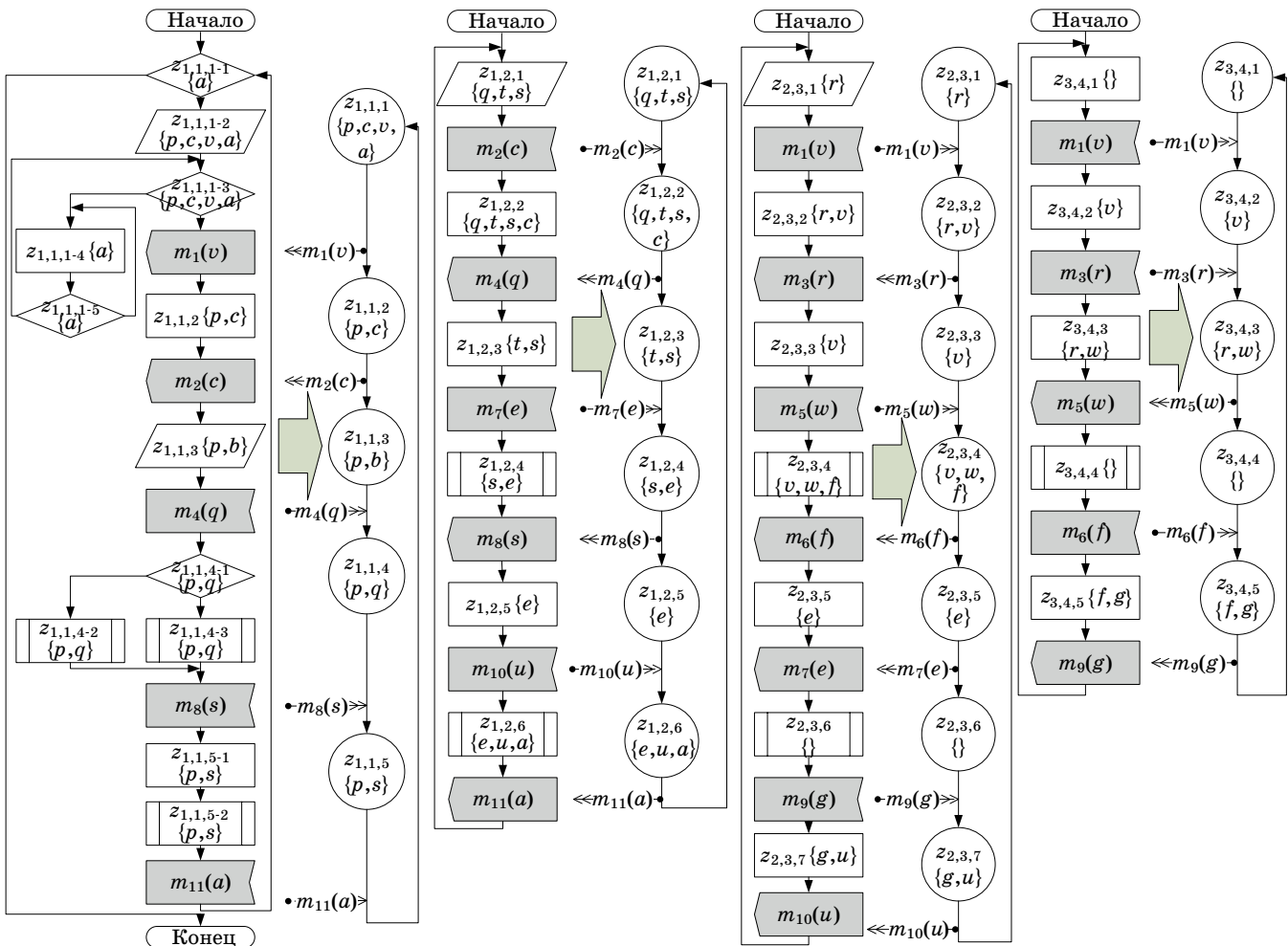
$$\begin{aligned} & \langle C_g, C_{g'} \rangle_l = \\ & = \langle z_{s,j,k}, \{z_{s',j',k'}\}, m_{\xi}, \{\hat{z}_{\hat{s},\hat{j},\hat{k}}, \{\hat{z}_{\hat{s}',\hat{j}',\hat{k}'}\}, m_{\xi}\} \rangle: \\ & \left(\forall s, \hat{s}, s' = 1..|S| + |S'|, \forall j, \hat{j}, j' = 1..|AL_s|, \right) \end{aligned}$$

$$\forall k, \hat{k}, k' = 1..|Z_{s,j}|, \forall \xi, \hat{\xi} = 1..|\Xi|$$

$$\left((s = \hat{s}) \wedge (j = \hat{j}) \wedge \left(\langle z_{s,j,k}, m_{\xi}, \hat{z}_{\hat{s},\hat{j},\hat{k}} \rangle \in \vdash^s \right) \vee \vee \left((s' = \hat{s}') \wedge (j' = \hat{j}') \wedge \left(\langle z_{s',j',k'}, m_{\xi}, \hat{z}_{\hat{s}',\hat{j}',\hat{k}'} \rangle \in \vdash^r \right) \right) \right). \quad (6)$$

Из некоторого состояния R существует опосредованный переход во все состояния R , у которых состояния локальных алгоритмов, порождающие исходящие сообщения, через одно входящее сообщение следуют за состоянием, порождающим исходящие сообщения в данном состоянии R , или состояниями, получившими входящее сообщение в данном состоянии R . Опосредованный переход описывается следующим образом:

$$\begin{aligned} & \langle C_v, C_{v'} \rangle_f = \\ & = \langle z_{s,j,k}, \{z_{s',j',k'}\}, m_{\xi}, \{\hat{z}_{\hat{s},\hat{j},\hat{k}}, \{\hat{z}_{\hat{s}',\hat{j}',\hat{k}'}\}, m_{\xi}\} \rangle: \\ & \left(\forall s, \hat{s}, \hat{s}' = 1..|S| + |S'|, \forall j, \hat{j}, \hat{j}' = 1..|AL_s|, \right) \\ & \left(\forall k, \hat{k}, \hat{k}' = 1..|Z_{s,j}|, \forall \xi, \xi' = 1..|\Xi| \right) \end{aligned}$$



■ Рис. 1. Редукция локальных алгоритмов распределенной системы

$$\left(\begin{aligned} &(s = \hat{s} = \hat{s}) \wedge (j = \hat{j} = \hat{j}) \wedge \\ &\wedge ((z_{s,j,k}, m_{\xi}, \hat{z}_{\hat{s},\hat{j},\hat{k}}) \in \vdash^s) \wedge \\ &\wedge ((\hat{z}_{\hat{s},\hat{j},\hat{k}}, m_{\xi'}, \hat{z}_{\hat{s},\hat{j},\hat{k}}) \in \vdash^r) \vee \\ &\vee ((s = \hat{s}) \wedge (j = \hat{j}) \wedge \\ &\wedge ((z_{s',j',k'}, m_{\xi'}, \hat{z}_{\hat{s},\hat{j},\hat{k}}) \in \vdash^r) \end{aligned} \right). \quad (7)$$

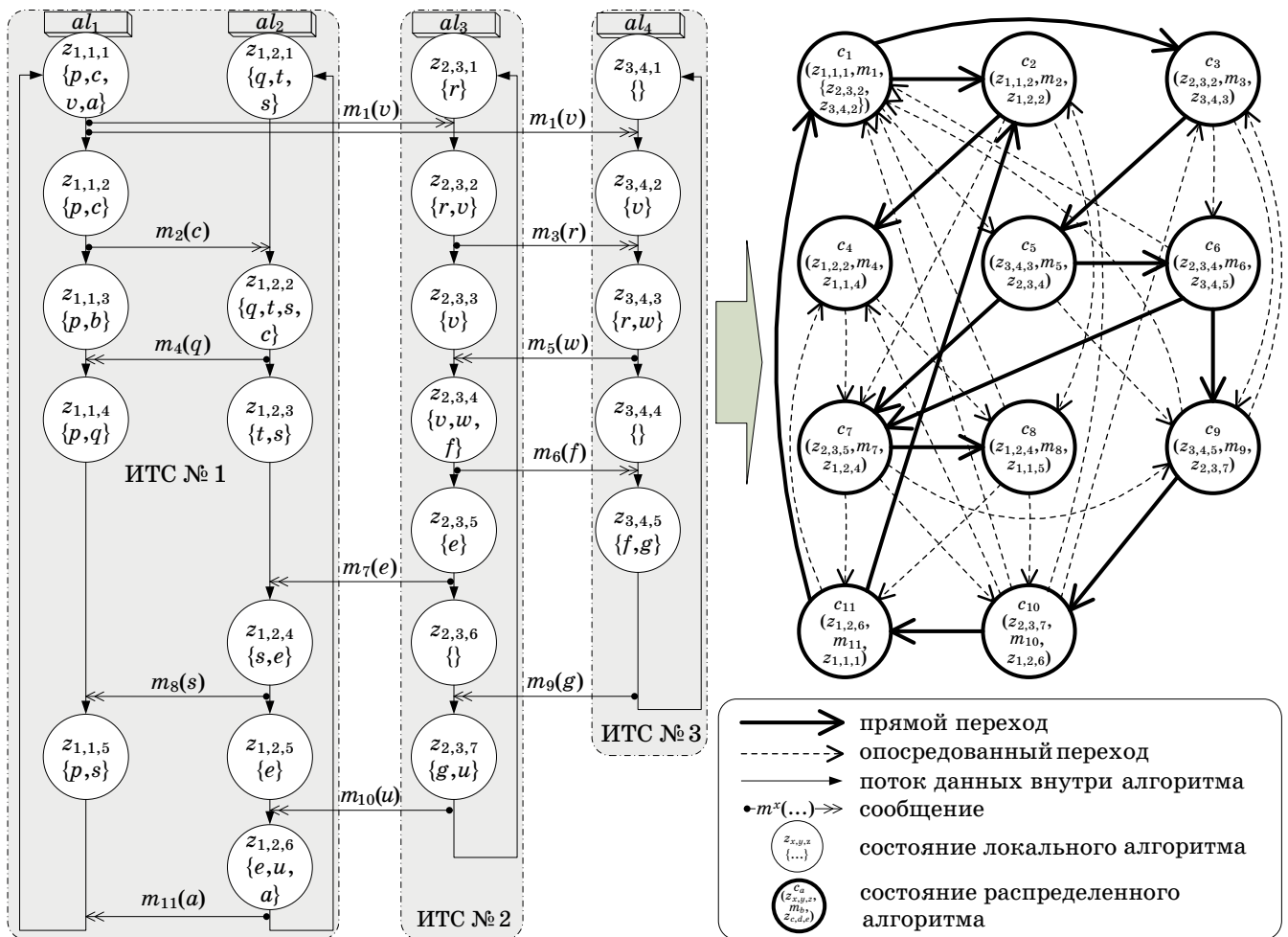
Для определения элементов состояний распределенного алгоритма локальные алгоритмы предлагается представлять в редуцированной форме. Редукция предлагается производить по правилу: каждая последовательность элементов локального алгоритма, начинающаяся после приема (передачи) сообщения и заканчивающаяся перед приемом (передачей) сообщения, заменяется соответствующим этой последовательности состоянием. Редукция локальных алгоритмов распределенной системы, включающей три ИТС, представлена на рис. 1.

В этой системе два локальных алгоритма выполняются в ИТС № 1 и по одному —

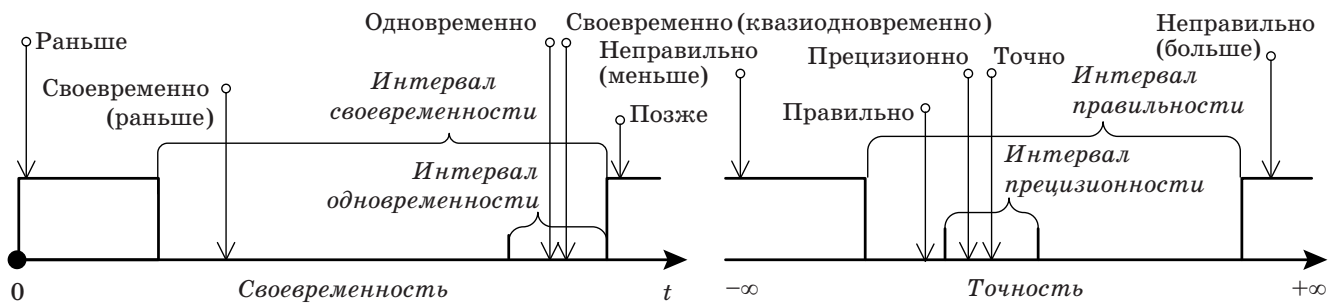
в ИТС № 2 и ИТС № 3. В блоках и узлах схем и полученных из них графов на рис. 1 показаны идентификаторы состояний локальных алгоритмов ИТС (например, $z_{1,1,1-2}$) и в фигурных скобках приведены перечни соответствующих этим состояниям атомарных предикатов (для $z_{1,1,1-2}$ это $\{p,c,v,a\}$). Взаимодействие локальных алгоритмов в рассматриваемой системе и соответствующий этой системе распределенный алгоритм показаны на рис. 2.

Факторы удаленного ИТВ с позиции нарушения конфиденциальности, целостности и (или) доступности обрабатываемой ИТС информации способны влиять на две характеристики сообщений (рис. 3):

1) своевременность, когда сообщения могут приниматься локальными алгоритмами в течение интервала своевременности (с момента начала ожидания поступления легитимного сообщения от легитимного локального алгоритма до начала интервала одновременности, в течение которого принимается легитимное сообщение и приемное устройство все принятые сообщения



■ Рис. 2. Распределенная система ИТС и ее распределенный алгоритм



■ Рис. 3. Варианты передачи сообщения с учетом влияния факторов ИТВ

рассматривает как одно), раньше или позже него. При раннем приеме сообщения получивший его локальный алгоритм преждевременно переходит к последующим состояниям, в которых он отправит сообщение или будет ожидать поступления других сообщений. В случае отправки сообщения локальному алгоритму, сообщение от которого скомпрометировало ИТВ, он не будет готов к приему. В случае ожидания сообщения от локального алгоритма, сообщение от которого скомпрометировало ИТВ, сообщение от него не поступит. В иных случаях принявший ранее сообщение локальный алгоритм будет выполняться с учетом данных или характеристик сигналов, заданных злоумышленником. Ранний прием может быть инициирован многократно в целях непредусмотренного расходования ресурсов ИТС. Поздний прием, равно как и невозможность приема, ожидающий локальный алгоритм воспримет как сбой, а поступление легитимного и нелегитимного сообщений в интервале одновременности — как ошибку на физическом уровне ЭМВОС;

2) точность передаваемых в сообщениях данных или характеристик сигналов, которые, согласно работам [4, 5], могут быть точными, больше, меньше граничных значений, равны им, а согласно ГОСТу [10], могут также быть прецизионными (входят в интервал прецизионности) или правильными (не в интервале прецизионности, но входят в интервал правильности). Получение данных или характеристик сигналов за границами интервала правильности локальный алгоритм воспримет как сбой. Прецизионные данные или характеристики сигналов незаметно способны внести существенные погрешности в вычисления, выполняемые локальным алгоритмом и системой в целом, а правильные способны дезориентировать локальный алгоритм и систему вплоть до применения ИТС во вред его системе и (или) пользователям.

Временная характеристика факторов ИТВ определяется попаданием в следующие интервалы времени:

1) «своевременно» ($\Delta t_{\circ} = [t(m_{\xi}), t(m_{\xi}) + \Delta t_{\min}]$) — с момента $t(m_{\xi})$ фиксации передачи сообщения

в одном из состояний распределенного алгоритма, из которого существует прямой переход в состояние распределенного алгоритма, передача сообщения которого рассматривается, до момента окончания минимально необходимого временного интервала Δt_{\min} , затрачиваемого на отправку сообщения в системе;

2) «раньше» ($\Delta t_{>} = [t(m_{\xi}'), t(m_{\xi}'')]$) — с момента $t(m_{\xi}')$ фиксации передачи сообщения в состоянии распределенного алгоритма, из которого существует опосредованный переход в состояние, в котором передается рассматриваемое сообщение, до момента $t(m_{\xi}'')$ фиксации передачи сообщения в состоянии распределенного алгоритма, из которого существует прямой переход в состояние с передачей рассматриваемого сообщения;

3) «позже» ($\Delta t_{<} = [t(m_{\xi}'''), t(m_{\xi}''') + \Delta t_{\text{wait}}]$) — с момента $t(m_{\xi}''')$ фиксации передачи сообщения в одном из состояний распределенного алгоритма, из которого существует прямой переход в состояние с передачей рассматриваемого сообщения, до момента окончания интервала Δt_{wait} , в течение которого сообщение в ИТС ожидается.

Содержание способа

С учетом того, что злоумышленник с использованием удаленных ИТВ может комбинированно влиять на точность и своевременность сообщений в состояниях и опосредованных переходах распределенного алгоритма, предлагаемый способ разработки тестовых удаленных ИТВ на пространственно распределенные системы ИТС состоит в выполнении следующей последовательности действий.

Шаг 1. Выполняется построение множества локальных алгоритмов для всех ИТС системы.

Шаг 2. Выполняется редукция локальных алгоритмов.

Шаг 3. Выполняется построение распределенного алгоритма.

Шаг 4. Фиксируется в каждом локальном алгоритме каждого ИТС множество состояний $\Psi_{s,j} = \{z_{s,j,q}\}$, непосредственно использующих неделимые элементы данных или характеристики

сигналов, полученные от всех локальных алгоритмов других ИТС. Элементы этого множества предлагается определять следующим образом:

$$\left(\begin{array}{l} \forall s' \neq s : s, s' = 1..|S| + |S'|, \forall m_\xi \in \Xi, \\ \forall j, j' = 1..|AL_s|, \forall q, k, k', l, l' = 1..|Z_{s,j}| \\ \exists z_{s,j,q} \in Z_{s,j} : \\ \left(L(z_{s,j,q}) \cap L(m_\xi) \neq \emptyset \right) \wedge \\ \wedge \left(\langle z_{s',j',k'}, m_\xi, z_{s,j,k} \rangle \in \Gamma^r \right) \wedge \\ \wedge \left(\langle z_{s,j,k}, z_{s,j,l}, \dots, \langle z_{s,j,l'}, z_{s,j,q} \rangle \in \Gamma^i \right) \end{array} \right). \quad (8)$$

Шаг 5. Определяется для каждого состояния, зафиксированного на шаге 4, множество конечных цепочек из состояний локальных алгоритмов. Цепочка описывает путь прохождения одинаковых данных или сигналов от состояния, в котором они возникли (получены), до состояния, в котором они используются, и имеет вид

$$\sigma_{s,j,q} = z_{s',j',k'} \# \dots \# z_{s,j,k} \# \dots \# z_{s,j,q} :$$

$$\left(\begin{array}{l} \forall s, s' = 1..|S| + |S'| \wedge (s' \neq s), \\ \forall j, j' = 1..|AL_s|, \forall m_\xi \in \Xi \\ \forall k, k', l, l' = 1..|Z_{s,j}|, \forall q \leq |Z_{s,j}| \\ \left(L(z_{s',j',k'}) \cap \dots \cap L(z_{s,j,k}) \cap \right) \wedge \\ \left(\cap L(z_{s,j,q}) \cap L(m_\xi) \neq \emptyset \right) \wedge \\ \wedge \left(\langle z_{s',j',k'}, m_\xi, z_{s,j,k} \rangle \in \Gamma^r \right) \wedge \end{array} \right)$$

$$\wedge \left(\langle z_{s,j,k}, z_{s,j,l}, \dots, \langle z_{s,j,l'}, z_{s,j,q} \rangle \in \Gamma^i \right), \quad (9)$$

где # — знак конкатенации элементов в цепочке.

Шаг 6. Выделяется для каждого зафиксированного на шаге 4 состояния множество определенных на шаге 5 цепочек, которые содержат используемые в этом состоянии данные или характеристики сигнала:

$$\Delta_{s,j,q} = \{ \sigma_{s,j,q,\psi} \} :$$

$$\left(\begin{array}{l} \forall \psi, \psi' = 1..|\Delta_{s,j,q}| \wedge (\psi \neq \psi'), \\ \left(\forall s = 1..|S| + |S'|, \forall j = 1..|AL_s|, \forall q \leq |Z_{s,j}| \right) \\ \left(\sigma_{s,j,q,\psi} \neq \sigma_{s,j,q,\psi'} \right). \end{array} \right) \quad (10)$$

Шаг 7. Определяется для каждого выделенного на шаге 6 множества цепочек по одной группе тестовых удаленных ИТВ $sp_{s,j,q}$, включающей для каждой цепочки из множества $\Delta_{s,j,q}$ факторы $f_{s,j,q,\psi,\gamma}$ для всех возможных вариантов передачи сообщений, приведенных в таблице.

При этом по аналогии с принятым в NASA подходом к тестированию бортового радиоэлектронного оборудования [11] в целях недопущения «взрыва» пространства тестируемых состояний при проверке одной цепочки в остальных входящих в $\Delta_{s,j,q}$ цепочках принимаются точные и своевременные сообщения. Группу тестовых удаленных ИТВ предлагается определять следующим образом:

$$\left(\begin{array}{l} \forall s = 1..|S| + |S'|, \forall j = 1..|AL_s|, \forall q \leq |Z_{s,j}|, \\ \forall \psi = 1..|\Delta_{s,j,q}|, \forall \gamma = 2..15, \end{array} \right)$$

■ Варианты передачи сообщений

Характеристики сообщений		Значение γ
Своевременность	Точность	
Своевременно	Точно	1
	Прецизионно	2
	Правильно, но непрецизионно	3
	На нижней границе интервала правильности	4
	На верхней границе интервала правильности	5
	Выше верхней границы интервала правильности	6
	Ниже нижней границы интервала правильности	7
Раньше	Точно	8
	Прецизионно	9
	Правильно, но непрецизионно	10
	На нижней границе интервала правильности	11
	На верхней границе интервала правильности	12
	Выше верхней границы интервала правильности	13
	Ниже нижней границы интервала правильности	14
Позже	Не имеет значения	15

$$sp_{s,j,q} = \left(\bigcup_{\gamma} \left(\langle f_{s,j,q,1,\gamma}, f_{s,j,q,2,1}, \dots, f_{s,j,q,\psi,1} \rangle \text{ при } \left. \begin{array}{l} \Delta t_{\circ}(\sigma_{s,j,q,1}), \Delta t_{>}(\sigma_{s,j,q,1}), \Delta t_{<}(\sigma_{s,j,q,1}) \\ \Delta t_{\circ}(\sigma_{s,j,q,2}), \Delta t_{>}(\sigma_{s,j,q,2}), \Delta t_{<}(\sigma_{s,j,q,2}) \\ \Delta t_{\circ}(\sigma_{s,j,q,\psi}), \Delta t_{>}(\sigma_{s,j,q,\psi}), \Delta t_{<}(\sigma_{s,j,q,\psi}) \end{array} \right) \right), \dots \right) \quad (11)$$

Последовательная реализация каждой полученной таким образом совокупности наборов взаимосвязанных факторов, определяющей содержание группы тестовых удаленных ИТВ, позволит осуществить поиск ошибок в каждом состоянии локального алгоритма, связанном с обработкой сообщений от всех локальных алгоритмов других ИТС, и в результате проверить возможность приведения ИТС или системы в целом в состояние потери работоспособности, сниженной эффективности функционирования, управляемости или доступности для углубленного анализа источником ИТВ.

В рассматриваемом примере с применением предложенного способа представляется возможным получить 6 групп тестовых удаленных ИТВ, включающих 112 наборов факторов. В частности, для состояния $z_{2,3,4}$ может быть получена следующая группа:

$$sp_{2,3,1} = \left(\bigcup_{\gamma=2..15} \langle f_{2,3,1,1,\gamma}, f_{2,3,1,2,1} \rangle \right) \cup \left(\bigcup_{\gamma=2..15} \langle f_{2,3,1,1,1}, f_{2,3,1,2,\gamma} \rangle \right) \text{ для } \Delta_{2,3,1} = (\sigma_{2,3,1,1}, \sigma_{2,3,1,2}):$$

$$\sigma_{2,3,1,1} = z_{1,1,1-2} \# z_{1,1,1-3} \# z_{2,3,2} \# z_{2,3,3} \# z_{2,3,4},$$

$$\sigma_{2,3,1,2} = z_{3,4,3} \# z_{2,3,4} \text{ при } \Delta t_{\circ}(\sigma_{2,3,1,1}) = [t(m_{11}), t(m_{11}) + \Delta t_{\min}];$$

$$\Delta t_{>}(\sigma_{2,3,1,1}) = [t(m_6) \vee t(m_8) \vee t(m_9) \vee t(m_{10}), t(m_{11})];$$

$$\Delta t_{<}(\sigma_{2,3,1,1}) = [t(m_{11}), t(m_{11}) + \Delta t_{\text{wait}}];$$

$$\Delta t_{\circ}(\sigma_{2,3,1,2}) = [t(m_3), t(m_3) + \Delta t_{\min}];$$

$$\Delta t_{>}(\sigma_{2,3,1,2}) = [t(m_1), t(m_3)];$$

$$\Delta t_{<}(\sigma_{2,3,1,2}) = [t(m_3), t(m_3) + \Delta t_{\text{wait}}].$$

Представленная группа тестовых удаленных ИТВ содержит 28 наборов факторов для предикатов v и w , непосредственно используемых в состоянии $z_{2,3,4}$. Предикат f , присутствующий в состоянии $z_{2,3,4}$, используется только в состоянии $z_{3,4,5}$ и поэтому в группе $sp_{2,3,1}$ не задействован.

Способ представляется возможным эффективно использовать не только в ходе эксплуатации, испытаний или системного тестирования пространственно распределенных систем информационно-технических средств, но и при интеграционном тестировании сложных программных проектов или информационно-технических средств, когда используемая в статье категория «информационно-техническое средство» отождествляется с программным модулем или блоком информационно-технического средства, а также в процессе тестирования программных модулей, разработанных с применением объектно-ориентированного подхода, когда категория «информационно-техническое средство» отождествляется с объектом.

Заключение

Представленный в статье способ с использованием предложенных авторами теоретико-множественных моделей локального и распределенного алгоритмов, формируемых на основе общедоступной спецификации об алгоритмах функционирования информационно-технических средств пространственно распределенных систем, впервые позволяет обеспечить разработку полного множества тестовых удаленных информационно-технических воздействий на эти средства путем учета всех потенциально возможных наборов факторов, комплексно нарушающих точность и своевременность обрабатываемых данными средствами сообщений.

Литература

- ГОСТ Р 50922-2006. Защита информации. Основные термины и определения. — М.: Изд-во стандартов, 2007. — 8 с.
- ГОСТ Р 51275-2006. Защита информации. Объект информатизации. Факторы, воздействующие на информацию. Общие положения. — М.: Изд-во стандартов, 2007. — 8 с.
- РД Гостехкомиссии России. Защита от несанкционированного доступа к информации. Ч. 1. Про-

- граммное обеспечение средств защиты информации. Классификация по уровню контроля отсутствия недекларированных возможностей. — М.: Гостехкомиссия России, 1999. — 15 с.
- Myers G. J. The Art of Software Testing. — New Jersey, John Wiley & Sons, 2004. — 255 p.
- Бейзер Б. Тестирование черного ящика. Технологии функционального тестирования программного обеспечения и систем. — СПб.: Питер, 2004. — 318 с.

6. Clarke E. M., Grumberg O., Peled D. Model Checking. — N. Y.: MIT Press, 1999. — 314 p.
7. Кулямин В. В., Петренко А. К., Косачев А. С., Бурдонов И. Б. Подход UniTesK к разработке тестов // Программирование. 2003. № 29(6). С. 25–43.
8. Charron-Bost B., Mattern F., Tel G. Synchronous, Asynchronous, and Casually Ordered Communication // Distributed Comput. 1996. Vol. 9. P. 173–191.
9. Tel G. Introduction to Distributed Algorithms. — N. Y.: Cambridge University Press, 2001. — 612 p.
10. ГОСТ Р ИСО 5725-1-2002. Точность (правильность и прецизионность) методов и результатов измерений. Ч. 1. Основные положения и определения. — М.: Изд-во стандартов, 2002. — 23 с.
11. Hayhurst K. J., Veerhusen D. S., Chilenski J. J., Riererson L. K. A Practical Tutorial on Modified Condition / Decision Coverage. — NASA, 2001. — 85 p.

UDC 004.05

Method of Developing Test Remote Information-Technical Impacts on Spatially Distributed Systems of Information-Technical Tools

A. A. Boyko^a, PhD, Tech., Associate Professor, algeminy@mail.ru

A. V. Djakova^a, Scientist, alenka_x@inbox.ru

^aMilitary Education-Science Center of Military Air Forces “Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Military Air Academy”, 54A, Staryh Bolshevnikov St., 394064, Voronezh, Russian Federation

Purpose: During development and operation of spatially distributed systems of information-technical tools special importance is attached to assessment of sustainability of their operation in the environment of remote information-technical impacts from an attacker. Imperfection of the known approaches to development of such impacts prevents analyzing a response of information-technical tools to a whole set of factors comprehensively violating accuracy and timeliness of processing messages. The most effective solution of this problem is to generate test information-technical impacts on the basis of formalization of processes of a studied object operation. **Methods:** Creation of formal models of a spatially distributed system of information-technical tools and automatic generation of a whole set of remote test information-technical impacts on its basis. **Results:** There has been proposed a set-theoretical operational model of a spatially distributed system of information-technical tools in the form of a complex of local algorithms which interact within a single distributed algorithm using asynchronous messaging. Based on the model there has been proposed a method providing development of a whole set of remote test information-technical (software and electromagnetic) impacts on the basis of a publicly available specification of operational algorithms of information-technical tools. The essence of the method is to fix in each local algorithm of each information-technical tool a set of states directly using indivisible data elements or characteristics of electromagnetic or electric signals received from all local algorithms of other information-technical tools; to define a set of end-chains of states of local algorithms for each of these states describing a path of the same elements of data or signals from a state in which they have appeared (received) to a state in which they are used; to allocate a set of the chains which contain applied data elements or characteristics of a signal for each the fixed states; and to define remote test information-technical impacts for each of selected sets of chains taking into account potentially implementable sets of interrelated factors influencing accuracy and timeliness of messages. **Practical relevance:** For the first time there has been obtained an opportunity to analyze response of the existing and developing information-technical tools of spatially distributed systems to all possible sets of factors comprehensively violating accuracy and timeliness of messages processed by these tools.

Keywords — Distributed Algorithm, Remote Information-Technical Impact, Information-Technical Tool.

References

1. State Standard R 50922-2006. Protection of Information. Basic Terms and Definitions. Moscow, Standartov Publ., 2007. 8 p. (In Russian).
2. State Standard R 51275-2006. Protection of Information. Object of Informatisation. Factors Influencing the Information. General. Moscow, Standartov Publ., 2007. 8 p. (In Russian).
3. Governing Document of StateTechCommission of Russia. Protection from Unauthorized Access to Information. Part 1. Software of Information Protection Means. Classification by Control Level of Undeclared Possibilities Absence. Moscow, Gostekhkomiissia Rossii Publ., 1999. 15 p. (In Russian).
4. Myers G. J. *The Art of Software Testing*. New Jersey, John Wiley & Sons, 2004. 255 p.
5. Beizer B. *Testirovanie chernogo iashchika. Tekhnologii funktsional'nogo testirovaniia programmnogo obespecheniia i sistem* [Black-box testing. Techniques for Functional Testing of Software and Systems]. Saint-Petersburg, Piter Publ., 2004. 318 p. (In Russian).
6. Clarke E. M., Grumberg O., Peled D. Model Checking. New York, MIT Press, 1999. 314 p.
7. Kuliamin V. V., Petrenko A. K., Kossatchev A. S., Bourdonov I. B. The UniTesK Approach to Designing Test Suites. *Programirovanie*, 2003, vol. 29, no. 6, pp. 310–322 (In Russian).
8. Charron-Bost B., Mattern F., Tel G. Synchronous, Asynchronous, and Casually Ordered Communication. *Distributed Computing*, 1996, vol. 9, pp. 173–191.
9. Tel G. *Introduction to Distributed Algorithms*. New York, Cambridge University Press, 2001. 612 p.
10. State Standard R ISO 5725-1-2002. Accuracy (trueness and precision) of Methods and Measurement Results. Part 1. Main Principles and Definitions. Moscow, Standartov Publ., 2002. 23 p. (In Russian).
11. Hayhurst K. J., Veerhusen D. S., Chilenski J. J., Riererson L. K. *A Practical Tutorial on Modified Condition / Decision Coverage*. NASA, 2001. 85 p.

УДК 621.396:621.391.26

КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПРИМЕНЕНИЕ НЕКОТОРЫХ БИНАРНЫХ R3-КОДОВ

Ю. В. Чепруков^а, канд. техн. наукМ. А. Соколов^б, доктор техн. наук, профессор^аРоссийский государственный университет туризма и сервиса, филиал, Сочи, РФ^бСанкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

Постановка проблемы: проведен обзор литературы и показано, что повышение эффективности различных систем возможно, если использовать более совершенные бинарные коды и ансамбли на их основе. Среди известных N элементных бинарных кодов, используемых в системах связи, радиолокации и управления, отсутствуют такие, которые позволяют получать достаточно низкий уровень боковых пиков автокорреляционной и взаимной корреляционной функций ансамблей кодов при изменении N в широких пределах. Целью работы является синтез N элементных бинарных кодов с заданными уровнями R и W боковых пиков автокорреляционной и взаимной корреляционной функций. **Метод:** метод решения задачи включает два этапа, изложена процедура построения различных по корреляционным характеристикам W -ансамблей. **Результаты:** приведены некоторые результаты синтеза кодов с $R = 3$ для $N \leq 32$, который позволил получить разнообразные коэффициенты сжатия. Синтезированы различные по корреляционным характеристикам W -ансамбли, содержащие от нескольких до сотен кодов, а также алфавиты передачи данных на их основе. Среди найденных кодов существует множество пар, для которых при сложении их корреляционных функций происходит компенсация боковых пиков. Найдены симметричные и асимметричные коды со специфическими свойствами. **Практическая значимость:** предложены варианты использования в системах управления, связи и радиолокации. Выдвинута идея разработки компьютеров на шумоподобных сигналах («тихий» компьютер) на основе стандартной системы кодирования ASCII с использованием ансамблей синтезированных кодов. Высказано предложение по осуществлению шифрования с помощью этих кодов. Системы связи и передачи данных на шумоподобных сигналах позволяют повысить информационную безопасность пользователей.

Ключевые слова — ансамбли, фазоманипулированные сигналы, бинарные коды, автокорреляционная функция, уровень боковых пиков, корреляционная функция.

Введение

В современных системах управления, связи и радиолокации широко используются шумоподобные сигналы (ШПС). Применение нашли как одиночные сигналы, так и ансамбли сигналов. Разновидностью ШПС являются фазоманипулированные сигналы (ФМС) [1], которые характеризуются бинарными кодовыми последовательностями или просто кодами.

В работе [1] упоминаются системы связи с кодовым разделением абонентов путем представления каждому из них индивидуального кода. Все сигналы передаются в одной полосе частот, может обеспечиваться скрытная связь на уровне шумов. Для реализации системы необходимы ансамбли сигналов. Примером такой системы может считаться система мобильной связи стандарта CDMA (Code Division Multiple Access — системы с кодовым разделением каналов). Для повышения помехоустойчивости мобильных станций в их кодах применяются ансамбли функций Уолша [2]. При приеме все сигналы разделяются блоком корреляторов. Выбор этих сигналов связан с их ортогональностью, а корреляционные свойства в данном случае не учитывались. Кроме того, в указанных системах применяются короткие и длинные псевдослучайные последовательности (ПСП), составляющие ансамбли огромного ко-

личества элементов. Короткие ПСП используются для расширения полосы и разделения сигналов от различных базовых станций, а длинные ПСП — для шифрования сообщений. В качестве указанных сигналов применяются ансамбли Голда и Касами [3]. Они относятся к производным ансамблям и получают из производных кодов путем расширения спектра посредством ПСП [1]. В указанных системах с этой целью используются M -последовательности.

Из данных по M -последовательностям [1] следует, что минимальное значение уровня боковых пиков (УБП) автокорреляционной функции (АКФ) равно $B_1 \approx (0,7...1,25) / \sqrt{N}$. Аналогичная величина взаимной корреляционной функции (ВКФ) составляет $B_2 \approx (1,4...5) / \sqrt{N}$, где N — длина кодовой последовательности.

В таблицу бинарных ансамблей (название, длина, объем и предельное значение УБП АКФ кодов), перспективных для использования в CDMA [4], включены ансамбли Голда, Касами, Камалетдинова и объединение Касами с бент-последовательностями. Важно, что параметр длины кода для всех указанных ансамблей принимает дискретные значения и велика разность между соседними допустимыми значениями длин (например, для кодов Голда это числа 7, 31, 63, ...). Отмечается, что объем ансамблей пропорционален либо линейной функции, либо корню

квадратному из длины кода N . Значение УБП АКФ кодов, представленных в таблице, приближенно соответствует $1/\sqrt{N}$.

Вопросы разработки системы навигации малого мобильного робота по трем маякам изложены в работе [5]. За каждым маяком закреплен номер (сигнатура из пяти символов). Чтобы повысить помехоустойчивость сигнала, передаваемого от маяков к инфракрасному приемнику робота, используется система кодирования канала. Выбрано кодирование сигнала M -последовательностью из 31 символа. Символ 1 сигнатуры маяка кодируется прямым кодом, символ 0 — инверсным. Учитывая, что координаты маяков известны роботу заранее, полученная от маяков информация позволяет вычислить угол между направлением ориентации робота и системой координат. По трем углам вычисляются искомые координаты робота.

В информатике и компьютерной технике используется система кодирования ASCII (American Standard Code for Information Interchange — стандартный код информационного обмена) [6]. В ней выделяется базовая (значения кодов изменяются от 0 до 127) и расширенная (от 128 до 255) системы. Каждый из 256 символов ASCII характеризуется комбинацией из восьми импульсов, составляющих байт.

Итак, объем ансамблей, которые могут использоваться в разнообразных системах, может изменяться от двух (для передачи только логических значений «1», «0») до 256 (в случае использования всей системы ASCII) сигналов. Промежуточные значения объемов могут соответствовать, например, количеству символов русского или латинского алфавитов либо числу 128 (для расширенной системы ASCII).

Результаты исследования бент-последовательностей для широкополосных систем с кодовым разделением каналов представлены в работе [7]. Предложенные алгоритм и программа на его основе позволяют сформировать образцы бент-последовательностей различной длины и исследовать их основные корреляционные характеристики. Метод основан на широко используемых различных копиях M -последовательностей. В представленных примерах кодов с $N = 4095$ УБП АКФ имеет большее значение, чем B_1 , но соответствует интервалу для B_2 .

В работе [8] в класс ШПС включены еще сигналы Хаффмена, Цирлера, Лежандра, Пэли — Плоткина, Фрэнка и максимальные линейные рекуррентные последовательности. При синтезе использовался математический аппарат полей Галуа. УБП АКФ всех сигналов приближенно характеризуется зависимостью $1/\sqrt{N}$.

В работе [9] дана таблица и построен график $R_{\min \max} = f(N)$ минимаксных значений УБП

АКФ кодов в зависимости от N , но сами коды и их количество для разных N не приведены. Примененный метод анализа основан на связи периодической и импульсной АКФ и обобщен в работе [10]. Там же представлен обзор важнейших работ по данной тематике.

В обширной монографии [11] обобщен огромный научный опыт разработки систем на ШПС («тихий» радиолокационных систем). В работе, в частности, дана классификация ансамблей бинарных последовательностей и методов синтеза, указаны проблемы применения известных методов. Например, при синтезе ансамблей кодов на основе полей Галуа разработчики сейчас опираются на материалы таблиц полиномов первой половины прошлого века.

В работе авторов [12] сформулирована задача синтеза кодов с УБП АКФ, равным R (R -коды), предложен метод решения. Представлены результаты синтеза, иллюстрирующие методику. Приведены некоторые коды с $R = 2, 3; N \leq 25$. Показаны существенные преимущества синтезированных кодов по сравнению с M -последовательностями.

В данной работе получены коды с $R = 3, N \leq 32$, проведен анализ их корреляционных характеристик, сформулированы предложения по применению полученных результатов. Эти коды удобно называть $R3$ -кодами, они позволяют оптимизировать выбор ФМС для систем управления, связи и радиолокации. Далее показано, что $R3$ -коды составляют множество со специфическими свойствами. Очевидно, что коды с $R = 1$ (коды Баркера) и коды с $R = 2$ ($R2$ -коды) составляют подмножества $R3$ -кодов.

Итак, анализ показал актуальность вопроса получения бинарных кодов для создания более совершенных одиночных ФМС и их ансамблей, что позволит повысить эффективность разнообразных систем, в которых они применяются.

Задача и методика синтеза, особенности решения

Назовем ФМС, АКФ которых в области боковых пиков может изменяться в пределах $\pm R$ ($0 \leq R \leq N - 1, R$ — целое), сигналами R -го рода (ФМС- R), а соответствующие им коды $G_{R,N}$ — R -кодами [12]. Обозначим $B_3 = R/N$ — относительную величину УБП АКФ этих кодов. Рассмотрим последовательность N импульсов одинаковой длительности T , начальная фаза которых равна 0 или π , которые составляют ФМС. Обозначим $\{G_{R,N}^i\}$ множество бинарных последовательностей (R -кодов) условных значений начальных фаз $P_j^i = \pm 1$ импульсов ФМС. Здесь P_j^i — коэффициенты последовательностей, причем j — номер элементов в любой из i различных последова-

тельностью, количество которых $g_{R,N}$ зависит от допустимого уровня R УБП АКФ и численности N последовательностей [12]. Поэтому имеем

$$\{G_{R,N}^i\} = \{P_j^i, j = \overline{1, N}\}, P_j^i = \pm 1, i = \overline{1, g_{R,N}}. \quad (1)$$

Из этого множества R -кодов можно составить ансамбли, у которых абсолютные значения ВКФ изменяются в пределах $\pm W$ ($1 \leq W \leq N - 1$, W — целое). Назовем их W -ансамблями. Цель работы — получить $R3$ -коды (найти $G_{3,N}$ и $g_{3,N}$) для $N \leq 32$, построить W -ансамбли, провести анализ характеристик, высказать предложения по применению.

Введем для R -кодов функции $S^*(t)$ и $S(t)$, которые определяют, соответственно, АКФ и модуль АКФ. В моменты $t_k = kT$, отсчитываемые от начала АКФ ($k = 0$), эти функции принимают экстремальные или нулевые значения, причем $S(t_N) = N$. Аналогично введем $V_{x,y}^*(t)$ и $V_{x,y}(t)$ для ВКФ и модуля ВКФ пар $R3$ -кодов с индексами x и y (пояснения даны ниже). Эти функции также будем рассматривать в моменты $t_k = kT$, отсчитываемые от начала ВКФ. Тогда задачу синтеза можно представить в виде системы неравенств относительно коэффициентов кодов [12]

$$S(t_k) = \left| \sum_{j=1}^k P_j^i \cdot P_{N+j-k}^i \right| \leq R; \quad k = \overline{1, N-1}, i = \overline{1, g_{3,N}}. \quad (2)$$

В результате решения получим $R3$ -коды, которые можно пронумеровать ($1 \dots g_{3,N}$) и объединить в множество $G_{3,N}$. Эти коды могут быть включены в W -ансамбль, если для совокупности пар

$R3$ -кодов с номерами (индексами) x, y ($x \neq y$) выполняются условия

$$V_{x,y}(t_k) = \left| \sum_{j=1}^k P_j^x \cdot P_{N+j-k}^y \right| \leq W; \quad k = \overline{1, 2N-1}. \quad (3)$$

Таким образом, задача синтеза (2), (3) решается в два этапа.

Этап 1: рассматривается система неравенств (2) и в соответствии с работой [12] определяются $R3$ -коды в количестве $g_{3,N}$, составляющие множество $G_{3,N}$. Перейдем к результатам, полученным на первом этапе.

Результаты синтеза $R3$ -кодов

Некоторые результаты синтеза $R3$ -кодов для $5 \leq N \leq 32$ (при $N < 5$ все бинарные последовательности являются $R3$ -кодами) представлены в табл. 1. Указаны лишь коды с первым коэффициентом (+1) (прямые коды). Имеются в том же количестве коды с противоположными знаками всех коэффициентов (инверсные коды). Корреляционные характеристики одинаковы. Прочерки во второй колонке означают, что для $N = 25 \dots 28$ общее количество $R3$ -кодов $g_{3,N}$ не определялось, даны лишь примеры. В третьей колонке указаны кодовые последовательности и половины их АКФ (в круглых скобках), так как они симметричны относительно максимума. Ниже представлены результаты вычислений, выполненных на общедоступном персональном компьютере, программы составлены на языке QBasic.

Анализ результатов синтеза $R3$ -кодов, приведенных в табл. 1, представлен ниже.

■ Таблица 1

N	$g_{3,N}$	$\{P_{i,j}\}; (S^*(t_k), k = 1 \dots N)$
5	14	1,1,1,1,-1; (-1,0,1,2,5). 1,1,-1,1,-1; (-1,0,1,-2,5)
6	28	1,1,1,-1,1,1; (1,2,1,0,1,6). 1,1,-1,1,1,1; (1,2,1,0,1,6)
7	42	1,1,1,-1,1,1,1; (1,2,3,0,1,2,7). 1,1,1,1,-1,1,1; (1,2,1,2,1,2,7)
8	74	1,1,1,1,-1,1,1,1; (1,2,3,2,1,2,3,8). 1,1,1,-1,1,1,1,1; (1,2,3,2,1,2,3,8)
9	120	1,1,1,-1,1,-1,1,1,1; (1,2,3,0,1,-2,3,0,9). 1,1,1,1,-1,1,-1,1,1; (1,2,1,2,-1,0,3,0,9)
10	202	1,1,1,-1,1,1,-1,1,1,1; (1,2,3,0,1,2,3,0,1,10). 1,1,1,-1,1,-1,-1,1,1,1; (1,2,3,0,-1,-2,-1,0,1,10)
11	232	1,1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,1; (1,2,3,2,1,-2,-3,0,1,2,11). 1,1,1,1,-1,1,-1,-1,1,1,1; (1,2,3,2,-1,0,-3,0,1,2,11)
12	412	1,1,1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,1; (1,2,3,2,3,0,-3,-2,1,2,3,12). 1,1,1,1,1,-1,1,-1,-1,1,1,1; (1,2,3,2,1,0,-1,-2,1,2,3,12)
13	532	1,1,1,1,-1,-1,1,-1,1,-1,1,1,1; (1,2,3,2,1,-2,-1,0,-1,-2,3,0,13). 1,1,1,1,-1,1,-1,1,-1,-1,1,1,1; (1,2,3,2,-1,0,-3,2,-1,-2,3,0,13)

■ Продолжение табл. 1

N	$g_{3,N}$	$\{P_{i,j}\}; (S^*(t_k), k = 1 \dots N)$
14	644	1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1; (1, 0, 1, 2, 3, 0, 3, -2, -1, 0, 1, 2, 1, 14). 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1; (-1, 0, 1, 2, 1, 2, 3, 0, -3, 0, 1, 2, 3, 14)
15	932	1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1; (1, 2, 1, 2, 3, 2, 1, 2, -3, 0, 1, 2, 1, 2, 15). 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1; (1, 0, 1, 2, 1, 2, -1, 0, -3, -2, -3, 2, 3, 2, 15)
16	1484	1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1; (1, 2, 1, 2, 3, 2, 1, -2, -1, -2, -3, -2, 3, 2, 3, 16). 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, 1; (1, 2, 1, 2, 3, 2, 1, -2, -1, -2, -3, -2, 3, 2, 3, 16)
17	1234	1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, 1; (1, 0, -1, 2, 3, 0, -1, 0, 1, -2, 1, -2, 3, 2, -3, 0, 17). 1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1; (1, 0, -3, 2, 3, 0, -1, -2, 3, 2, 1, 2, -1, 0, -3, 0, 17)
18	1364	1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1; (1, 0, 1, -2, 3, 0, 3, -2, -3, 0, 3, 2, 3, 0, -3, 2, 1, 18). 1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1; (1, 0, 1, -2, 3, 0, 3, -2, -1, 0, -1, -2, 3, 0, -3, 2, -3, 18)
19	1672	1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, 1; (1, -2, 1, -2, 1, 2, -1, -2, -3, -2, 1, 0, 1, 2, -3, 2, 1, -2, 19). 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1; (1, -2, -1, 2, 1, 2, -1, -2, -1, 0, -3, 0, 1, 2, 1, 0, 1, 2, 19)
20	2512	1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 2, 1, 0, 1, 2, -1, 0, 3, -2, -3, 2, 1, 2, 3, 20). 1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 2, 3, 2, 3, -2, -3, -2, -3, 2, 1, 2, 1, 2, 3, 20)
21	2016	1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 2, 1, -2, -3, 2, -1, 0, -1, 0, -1, 2, -1, 2, 3, 0, 21). 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 2, 1, 0, 3, 2, -1, 2, 1, 0, 3, 2, -1, 2, 3, 0, 21)
22	1512	1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 0, -1, 0, 3, -2, 1, 0, -1, 2, -1, 2, 3, 0, 3, 0, 1, 22). 1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 0, -1, -2, 1, -2, -1, 0, -3, 0, -1, 2, -1, 0, 3, 0, 1, 22)
23	2042	1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 0, -1, -2, 1, -2, 1, 2, -3, 2, 1, 0, 3, 0, -3, 0, 1, 2, 23). 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 0, -1, 0, 1, -2, -3, 2, -3, -2, -1, 0, -1, 0, 1, 0, -3, 2, 23). 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 0, -1, -2, 1, 2, 1, -2, -3, 2, 1, 0, 3, 0, -3, 0, 1, 2, 23)
24	3432	1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 2, 1, -2, -1, 2, 1, 0, 3, -2, 1, -2, 3, 2, -3, 2, 1, 2, -1, 24). 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 2, 1, -2, -3, 2, 1, 0, -1, -2, 3, 2, -1, 2, 1, -2, 1, 2, 3, 24)
25	—	1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1; (1, 0, 1, 2, 3, 0, 3, -2, -3, 0, -1, 2, 3, -2, 1, 0, 3, 2, 1, -2, -1, 0, 1, 0, 25). 1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1; (1, 0, 1, 2, -1, 2, -1, 0, 3, 2, -1, -2, -1, -2, -1, -2, -3, 2, -1, 2, -1, 0, 1, 0, 25)
26	—	1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 2, 1, -2, 3, -2, 1, 2, 3, 0, -3, 0, 3, 0, -3, 0, -1, 0, 3, 0, 1, 26). 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 2, -1, -2, 3, 2, -3, 0, 3, -2, 1, 0, -1, 0, 3, 0, -1, 0, 3, 0, 1, 26)
27	—	1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 2, 1, 0, 1, 2, -3, 0, -3, 2, -1, 2, -3, -2, -1, 2, 1, 0, 1, 0, 1, -2, 27). 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 1, 2, 1, 2, -1, 0, -1, -2, 1, 2, 1, 0, -1, 0, -3, -2, 1, 2, -3, 0, 1, 2, 27)
28	—	1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 2, 1, 0, -3, -2, 3, 2, -1, 2, 1, -2, 1, -2, 3, 0, -1, -2, -3, 2, 1, 2, 3, 28). 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 2, 1, -2, -1, 2, -1, -2, 1, 2, 3, -2, 1, 2, 1, 2, 3, -2, -3, -2, -3, 2, 3, 28)
29	1122	1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 2, -1, -2, -1, 2, 3, 2, 3, 0, -3, 2, -1, 2, -1, 2, 3, 2, -1, 2, -1, 2, -1, 0, 29). 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1; (1, 2, 3, 2, 3, 2, -1, -2, 3, 2, 3, 0, 3, -2, -1, -2, 1, 2, -1, 2, 3, -2, 3, -2, 3, -2, 3, 0, 29)

■ Окончание табл. 1

N	$g_{3,N}$	$\{P_{i,j}\}; (S^*(t_k), k = 1...N)$
30	344	$1,1,-1,1,1,1,1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,-1,-1,1,1,-1,1,-1,-1,1,1,-1,1,-1,-1,1,-1,1,1,1;$ $(1,2,-1,0,3,0,3,-2,1,0,1,0,-1,-2,-1,0,-1,2,1,-2,1,0,-1,-2,-1,2,3,0,-3,30).$ $1,1,-1,1,1,1,1,-1,1,1,1,-1,-1,-1,-1,1,-1,-1,1,1,1,-1,-1,-1,1,-1,1,1,1;$ $(1,2,-1,0,3,-2,1,0,1,2,-3,0,1,-2,-3,0,-3,2,1,0,-3,-2,-3,0,3,-2,-1,0,1,30)$
31	1004	$1,1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,1,-1,1,1,-1,1,-1,-1,-1,1,1,-1,-1,1,1,-1,1,1,1;$ $(1,2,3,2,1,0,1,2,1,-2,3,0,3,-2,-1,0,-3,0,3,0,-3,2,-3,-2,-1,2,1,0,-3,2,31).$ $1,1,1,1,-1,-1,1,1,1,-1,-1,1,-1,1,-1,-1,1,-1,1,1,1,1,-1,1,-1,1,1,1,1;$ $(1,2,3,2,1,-2,-1,2,3,2,1,2,3,-2,-3,-2,1,0,-3,2,-3,0,1,0,1,2,-3,0,1,-2,31).$ $1,1,1,1,-1,-1,1,-1,-1,-1,-1,1,1,-1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,1,1,-1,1,-1,1,1,1;$ $(1,2,3,2,1,-2,-1,2,1,0,1,-2,1,-2,-3,-2,-3,2,-3,-2,3,2,-3,0,-3,2,1,0,-3,2,31)$
32	1688	$1,-1,-1,-1,1,1,1,-1,-1,1,-1,-1,1,1,-1,1,-1,-1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,-1;$ $(-1,2,1,0,-3,-2,-1,2,1,-2,-1,2,-3,2,-1,-2,1,2,-1,-2,-3,-2,3,-2,1,2,3,0,3,2,1,32).$ $1,-1,-1,-1,1,1,1,-1,1,1,-1,1,1,1,1,-1,1,1,-1,-1,-1,1,-1,-1,1,1,1,1,1,-1;$ $(-1,2,1,0,-3,-2,-3,2,3,2,3,-2,3,2,3,-2,1,2,1,-2,1,-2,-3,-2,-1,-2,-1,0,3,-2,1,32)$

Синтез W -ансамблей R -кодов

Перейдем к следующему этапу синтеза.

Этап 2: среди синтезированных на первом этапе кодов множества $G_{R,N}$ (см. табл. 1) ищутся совокупности пар кодов, удовлетворяющие неравенствам (3) и составляющие W -ансамбли. Иначе говоря, коды W -ансамблей должны соответствовать требованиям, предъявляемым к ВКФ всех пар кодов. Кратко методика сводится к тому, что среди всех возможных пар кодов из $G_{R,N}$ находятся такие, для которых УБП ВКФ имеет наибольшее значение. Этих пар может быть несколько. Из элементов $G_{R,N}$ составляется два подмножества (условно $M1$ и $M2$), в которых отсутствуют номера одного или другого кода той пары, для которой УБП ВКФ имеет наибольшее значение. Теперь УБП ВКФ кодов указанных подмножеств уменьшается, так как пары «разбиты» (коды разведены в подмножества $M1$ или $M2$). Если пар кодов с наибольшим значением УБП ВКФ несколько, то каждое подмножество $M1, M2$ разделяется повторно до получения необходимых W -ансамблей.

Применим этот способ для R -кодов при фиксированных R, N . Для упрощения индексации заменим $G_{R,N}$ на $G0$. Выполняются следующие пошаговые операции.

Шаг 1. Из $g_{R,N}$ кодов составляются всевозможные пары (s, u) ($s \neq u$) (s, u — индексы R -кодов из $G0$), количество которых $P0 = g_{R,N}(g_{R,N} - 1)/2$. Вычисляются УБП ВКФ каждой пары и находится наибольшее значение, которое обозначим V_m . Удобно здесь же определить множество пар $p1$ индексов кодов $((s1, u1), \dots, (s_{p1}, u_{p1}))$, для которых УБП ВКФ равно V_m , хотя эти значения используются далее. Множество $G0$ соответствует единственному ($A_0 = 1$) $W = V_m$ -ансамблю.

Шаг 2. Множество $G0$ разделяется на два подмножества из $(g_{R,N} - 1)$ элементов. Первое полу-

чается после удаления кода с индексом $s1$ (обозначим $G1(s1)$), а второе — в результате удаления $u1$ (запишем $G1(\hat{u}1)$) (номера удаленных кодов отмечаются знаком $\hat{}$). Цифра в обозначении множества $G1$ соответствует первой операции удаления символов из исходного множества $G0$. Теперь для обоих множеств значение УБП ВКФ меньше V_m и если $p1 = 1$ (лишь одна пара), то надо перейти к следующему шагу. Если $p1 > 1$, то из каждого множества вновь поочередно удаляются коды второй пары и получаются множества $G1(\hat{s}1, \hat{s}2), G1(\hat{s}1, \hat{u}2)$ и $G1(\hat{u}1, \hat{s}2), G1(\hat{u}1, \hat{u}2)$. Процедура аналогично проводится и для других пар. В результате получаются множества, которые обозначим $G1^*(i), i = (1...A_1)$. Для дальнейшего использования (на шаге 3) для всех $G1^*(i)$ составляются пары входящих в них кодов и вычисляются УБП ВКФ этих пар. Среди них определяется наибольшее значение, одновременно удобно найти соответствующее множество пар $p2$ кодов с этим наибольшим значением. Пусть следующее по порядку убывания значение УБП ВКФ есть V_{m-1} (это не арифметическое вычитание, а следующее по убыванию значение, которое может быть меньше более чем на единицу). Таким образом, после первых удалений множества $G1^*(i)$ являются $W = V_{m-1}$ -ансамблями, количество которых A_1 . Отметим особенности. Некоторые из ансамблей могут состоять из кодов, для которых все пары имеют УБП ВКФ меньше V_{m-1} , поэтому для них на этом шаге удаления не производятся, они не делятся. Возможны пары, которые различаются одним индексом (например, $(s1, u1), (s1, u2)$), тогда после удаления получится не четыре, а два ансамбля (один без кода номер $s1$, а другой — без кодов $(u1, u2)$). То есть в общем случае размер W -ансамблей $A_1 \leq 2^{p1}$.

Шаг 3. Для всех множеств $G1^*(i)$, полученных на шаге 2, вновь выполняются те же операции: производятся вторые удаления и формируются

2. Ранее указывалось, что символам ASCII ставится в соответствие одна из 256 возможных восьми импульсных комбинаций, теперь каждому символу можно поставить в соответствие один из R3-кодов. Необходимо использовать $W = 21$ -ансамбль, включающий 289 кодов. Из него можно взять любые 256 кодов. Количество вариантов, отличающихся хотя бы одним кодом, определяется числом сочетаний C_{289}^{256} . Для каждого варианта имеется $256!$ расстановок кодов по символам ASCII, т. е. общее количество разнообразных алфавитов равно $A_{256} = C_{289}^{256} \cdot 256!$. При практическом применении необходимо выбрать несколько критериев различия и отбирать меньшее число алфавитов A_{256}^* . Если для алфавита достаточно 128 кодов, то можно использовать коды $W = 18$ -ансамбля. В случае, когда W недостаточно мало, нужно аналогичным образом рассмотреть задачу синтеза для $N > 30$.

3. Существуют симметричные и асимметричные R-коды.

Симметричность. Код $\{P_j^{(1)}\}$ является симметричным, если $P_j^{(1)} = P_{N+1-j}^{(1)}, j = \overline{1, N}, (1, -1, 1) — симметричный код.$

Асимметричность. Код $\{P_j^{(2)}\}$ является асимметричным, если $P_j^{(2)} = -P_{N+1-j}^{(2)}, j = \overline{1, N}, (1, 1, -1) — асимметричный код.$

R3-коды с одним или обоими указанными свойствами симметричности и асимметричности существуют для разных N в количестве от одного до четырех. Так, для $N = 10$ имеется по одному коду с указанными свойствами, для $N = 11$ — по два симметричных и четыре асимметричных, а если $N = 13$, то имеется четыре асимметричных кода. Вот примеры симметричных кодов: $(1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1) — N = 10; (1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, 1) — N = 11$ (вертикальная линия симметрии проводится между пятым и шестым и по шестому элементу кодов соответственно). Асимметричные коды: $(1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1) — N = 10; (1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1) — N = 11; (1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, -1) — N = 13$. Приведенные для $N = 11, 13$ асимметричные коды различаются лишь знаками центральных коэффициентов. АКФ кодов равны; например, для $N = 13$ половина АКФ приведенной пары кодов имеет вид $(-1, -2, -3, 0, -1, 2, -1, 2, -3, 0, 3, -2, 13)$. Получено, что R3-кодов с указанными свойствами симметричности и асимметричности для $14 \leq N \leq 24$ и $29 \leq N \leq 32$ не существует, а прочие значения ($N = 25...28, N > 32$) не рассматривались. Среди R3-кодов табл. 1 симметричные существуют для $N = (5...11)$, а асимметричные — при $N = (5...11); 13$.

4. Установлено, что при $N = (5...8)$ существует множество R3-кодов, УБП ВКФ которых так же, как и АКФ, равно трем, а при $N = 5$ имеются R3-коды с более низким значением, равным двум.

Особо отметим существование при $N = 6$ пары симметричного $(1, -1, 1, 1, -1, 1)$ и асимметричного $(1, 1, 1, -1, -1, -1)$ R3-кодов со сверхнизким, равным единице, УБП ВКФ. Сама ВКФ V^* имеет вид $(-1, 0, -1, 0, -1, 0, 1, 0, 1, 0, 1)$. Интересно, что эта функция асимметрична относительно центрального (шестого) значения. Важно отметить равенство нулю этого значения, что означает ортогональность пары R3-кодов.

5. Перед анализом следующих результатов рассмотрим неравенство, в котором S_0 — полусумма АКФ $S_x^*(t)$ и $S_y^*(t)$ двух R-кодов. Назовем пары R-кодов, суммарные (объединенные) АКФ которых в области боковых пиков изменяются в пределах $\pm U$ ($0 \leq U \leq N - 1, U$ — целое), U -кодами. То есть в области боковых пиков $S_0 = (S_x^*(t) + S_y^*(t))/2 \leq U$, где x, y ($x \neq y$) — номера (индексы) R-кодов из $G_{R, N}$ (полусумма берется для нормировки к единице). Например, при $U = 0$ АКФ таких пар R-кодов в области боковых пиков полностью взаимно компенсируются, а значения сигналов главных пиков складываются. При $U = 1$ происходит частичная компенсация и суммарные боковые пики равны $(0; \pm 1)$. Будем называть такие R-коды $U0$ - и $U1$ -кодами соответственно и обозначать $RU0$ и $RU1$. $RU0$ -коды составляют дополнительные последовательности [1], используемые для построения производных систем сигналов. В данной работе найдены коды с указанными свойствами из множества R3-кодов, т. е. рассмотрены R3U0- и R3U1-коды соответственно. Результаты приведены в табл. 3.

Видно, что возможности выбора кодов велики, однако для $N = 30, 31$ кодов с $U = 0; 1$ не существует, имеются коды с $U = 2$, которые не рассматриваются. Среди R3U1-кодов при $N \leq 32$ наибольшее значение равно $N = 32$. Ниже даны примеры R3U0-кодов и симметричные половины их АКФ.

■ Таблица 3

N	U	$k_{3, N, U}$	N	U	$k_{3, N, U}$
5	1	62	17	1	3596
6	1	160	18	1	10 888
7	1	290	19	1	2548
8	0	24	20	0	40
	1	724		1	7720
9	1	1012	21	1	2460
10	1	2360	22	1	4256
11	1	1973	23	1	1512
12	1	4512	24	1	2024
13	1	5273	29	1	25
14	1	10 688	30	0; 1	0
15	1	8192	31	0; 1	0
16	0	148	32	1	24
	1	17 412			

При $N = 8$ (1,1,1,-1,1,-1,1,1; 1,1,1,-1,-1,1,-1,-1) — $R3$ -коды; (1,2,1,0,-1,2,-1,8) и (-1,-2,-1,0,1,-2,1,8) — индивидуальные АКФ; (0,0,...,0,0,8) — объединенная АКФ. Отметим, что при $N = 8$ среди 24 пар $U0$ -кодов имеется 8 пар $R2$ -кодов, составляющих, как отмечалось, подмножество $R3$ -кодов. При $N = 20$ (1,1,-1,1,1,1,1,1,-1,-1,1,1,-1,1,-1,-1,1,1; 1,1,-1,1,1,1,1,1,-1,-1,-1,1,-1,1,-1,1,-1,-1) — $R3$ -коды; (1,2,-1,-2,3,2,-1,2,-3,0,-1,2,1,2,1,2,1,-2,-1,20) и (-1,-2,1,2,-3,-2,1,-2,3,0,1,-2,-1,-2,-1,-2,-1,2,1,20) — их АКФ; (0,0,0,...,0,0,0,20) — результирующая АКФ.

Пример $R3U1$ -кодов при $N = 29$: (1,1,-1,1,1,1,1,-1,1,1,-1,1,-1,-1,-1,1,-1,-1,-1,1,1,-1,1,-1,-1,-1,1,1,-1,-1,-1,1,1,-1,-1,-1,-1,-1) — $R3$ -коды; (1,0,-3,0,1,0,-3,0,1,0,-3,0,1,0,-3,0,-3,0,-3,0,-3,0,1,0,1,0,1,0,29) и (1,0,1,2,1,2,1,2,1,0,1,0,-1,0,1,0,1,2,3,2,1,0,1,2,1,0,-1,-2,29) — частные АКФ; (1,0,-1,1,1,1,-1,1,1,0,-1,0,0,0,-1,0,-1,1,0,1,-1,0,1,1,1,0,0,-1,29) — полусумма частных АКФ, так что УБП равен $1/29$ (можно получить $1/32$ для $N = 32$). Кроме того, при $N = 8$ имеется восемь пар кодов лишь с одним ненулевым значением в середине области боковых пиков, они очень близки к $R3U0$ -кодам. То есть существует множество $R3$ -кодов с полной или частичной компенсацией боковых пиков суммарной АКФ этих кодов.

Применение

1. Пользователи средств вычислительной техники получают возможность выбора алфавита представления своих рабочих данных. Например, можно выбрать один из A_{256}^* алфавитов и передать его номер доверенным получателям, которые достоверно примут переданные данные. Прочие пользователи, даже зная все коды ансамбля, смогут принять сигналы, но они в совокупности не будут соответствовать переданным данным. Реализации способа шифрования путем выбора варианта алфавита из множества A_{256}^* наряду с применением известных достоинств ШПС [1] затруднит несанкционированный доступ к передаваемым данным. Назовем этот способ шифрования короткими R -кодами, в отличие от использования длинных ПСП [2, 3]. Однако могут возникнуть проблемы технической реализации быстродействующих систем при большом количестве алфавитов.

2. Возможности построения алфавитов передачи, соответствующих стандарту ASCII, позволяют высказать идею создания систем передачи данных и вычислительных систем, в том числе компьютеров на ШПС («тихий» компьютеров). Они станут обладать всеми известными достоинствами этих сигналов. В них возможно снижение опасности «заражения» вирусными программа-

ми благодаря скрытной работе. Это предполагает введение наряду с существующим каналом передачи параллельного канала для представления данных посредством $R3$ -кодов. Оба канала объединяются на выходе системы, и сигналы передаются на линию передачи. Оценим производительность. Каждый код алфавита соответствует по длине байту, поэтому если $TN = 8T_6$, где T_6 — длительность бита, то $T = T_6/(N/8)$, т. е. для обеспечения той же побайтной скорости необходимо использовать более короткие импульсы в $R3$ -кодах, что означает расширение полосы частот канала для их передачи в $N/8$ раз. Общая производительность системы из двух каналов удвоится. Если $T = T_6$, то полоса частот канала не расширяется, но длительность $R3$ -кодов будет в $N/8$ раз больше и побайтовая скорость уменьшится в $N/8$, так что производительность всей системы возрастет до $(1 + 8/N)$. Для $N = 32$ увеличение потенциально составит 25 %.

3. Передача от отправителя к получателям в компьютерных сетях осуществляется пакетами и обеспечивается согласно протоколу IP. В работе [6] указана структура IP-пакета, состоящего из заголовка и поля данных. Заголовок имеет поля, не все из которых кратны байту, а часто состоят из нескольких бит, а алфавиты, построенные на W -ансамблях, соответствуют байтам. Следовательно, потребуются согласования форматов и корректировки представления служебной информации IP-пакетов. Эти же принципы могут распространиться на локальные и глобальные компьютерные сети с возможностью создания «тихого» Интернета, что актуально в условиях несанкционированного доступа к электронной персональной информации. Вероятно, что, как и в системах CDMA, здесь потребуются регулирование мощности сигналов отправителей.

4. Посредством кодов W -ансамблей можно реализовать скрытное управление группой летательных аппаратов (например, беспилотных) или роботов («тихое» управление).

5. В медицинских внутриполостных системах управления и контроля использование ансамблей ШПС потенциально позволяет применить большое количество независимых датчиков с низкими уровнями сигналов, без возможной негативной интерференции с сигналами нервной системы.

6. Совершенствование бинарных кодов для построения ФМС- R перспективно для радиолокационных систем [13]. При обзоре пространства узким лучом антенны в каждом угловом направлении излучается конечное число импульсов, составляющих пачку. Обработка пачки позволяет увеличить выходное отношение сигнал/шум, реализовать доплеровские методы обнаружения

движущихся целей на фоне пассивных помех. Актуально использование излучения пачек из ШПС, например $R3U0$ - и $R3U1$ -кодов, что позволит улучшить функционирование систем, повысить качество выделения сигналов на фоне помех.

Для формирования и согласованной фильтрации часто удобно воспользоваться устройствами на поверхностных акустических волнах, применяемыми в системах мобильной связи [2, 3]. Возможно использование также конструкции на микроэлектронных элементах [14]. Существенное снижение УБП АКФ достижимо путем применения весовой обработки [15].

Заключение

Повышение эффективности современных систем возможно при использовании более совершенных бинарных кодов и основанных на них

сигналов. Сформулирована задача синтеза бинарных $R3$ -кодов и W -ансамблей из этих кодов. Приведены результаты синтеза, демонстрирующие широкие возможности выбора кодов с различными N . Получены симметричные и асимметричные коды, представлены их характеристики. Изложена методика синтеза W -ансамблей, приведены примеры. Показано, что имеется множество пар кодов, при сложении АКФ которых осуществляется полная или частичная компенсация их боковых пиков. Введены RU -коды, представлены результаты расчетов. Обоснована перспективность развития методов синтеза бинарных $R3$ -кодов для их применения в компьютерной технике и системах управления (для построения множества алфавитов для передачи данных), в связи (применение более совершенных кодов и ансамблей), в радиолокации (для улучшения характеристик обнаружения целей на фоне пассивных помех).

Литература

1. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. — М.: Радио и связь, 1985. — 384 с.
2. Карташевский В. Г., Семенов С. Н., Фирстова Т. В. Сети подвижной связи. — М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2001. — 302 с.
3. Ипатов В. П., Орлов В. К., Самойлов И. М., Смирнов В. Н. Системы мобильной связи: учеб. пособие для вузов / под ред. В. П. Ипатова. — М.: Горячая линия-Телеком, 2003. — 272 с.
4. Ipatov V. P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications. — N. Y., John Wiley and Sons Ltd., 2004. — 373 p.
5. Карпов В. Э., Платонова М. В. Система навигации мобильного робота // Информационные средства и технологии: тр. 18-й Междунар. науч.-техн. конф. Москва, 19–21 октября 2010 г. Т. 2. С. 56–63.
6. Олифер В. Г., Олифер Н. А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. — СПб.: Питер, 2002. — 672 с.
7. Юдачев С. С. Последовательности на основе бент-функций для широкополосных систем с кодовым разделением каналов // Инженерный вестник. МГТУ им. Н. Э. Баумана. 2013. № 1. С. 1–11.
8. Амиантов И. А. Избранные вопросы статистической теории связи. — М.: Сов. радио, 1971. — 416 с.
9. Пелехатый М. И., Голубев Е. А. Автокорреляционные свойства некоторых типов двоичных последовательностей // Проблемы передачи информации. 1972. Т. VIII. Вып. 1. С. 92–99.
10. Сврдлик М. Б. Оптимальные дискретные сигналы. — М.: Сов. радио, 1975. — 200 с.
11. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. — СПб.: Наука и Техника, 2005. — 400 с.
12. Чепруков Ю. В., Соколов М. А. Синтез фазоманипулированных сигналов с требуемым уровнем боковых пиков АКФ // Радиотехника. 1991. № 5. С. 68–70.
13. Чапурский В. В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. — М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2012. — 279 с.
14. А. с. 1709498 СССР, МКИЗ Н03 Н 15/02, 17/00. Согласованный фильтр / Ю. В. Чепруков, М. А. Соколов (СССР). — № 1709498; заявл. 06.12.1989; опубл. 30.01.92, Бюл. № 4. — 4 с.
15. Чепруков Ю. В., Соколов М. А. Метод оптимизации весовых фильтров сжатия фазоманипулированных сигналов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1991. № 4. С. 31–37.

UDC 621.396:621.391.26

Correlation Characteristics and Application of Some Binary CodesCheprukov Yu. V.^a, PhD, Tech., chuv52@mail.ruSocolov M. A.^b, Dr. Sc., Tech., Professor, guap22@mail.ru^aRussian State University of Tourism and Service, 24/a, Kirpichnaia St., 354340, Sochi, Russian Federation^bSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaja, 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: There has been reviewed technical literature and it has been shown that it is possible to increase efficiency of different systems using updated binary codes and ensembles based on them. Among the known N elementary binary codes applied in communication, radar and control systems there are no such codes which allow achieving a relatively low level of side peaks of autocorrelation and cross-correlation functions of code ensembles at changing N in wide limits. The purpose of the paper is to synthesize N elementary binary codes with the given levels R and W of side peaks of autocorrelation and cross-correlation functions. **Method:** A method of the problem solution consists of two steps. There has been stated a method of creation of W -ensembles with different correlation characteristics. **Results:** There have been envisaged some results of synthesis of codes with $R = 3$ for $N \leq 32$ allowing to obtain various compression coefficients. There have been synthesized W -ensembles with different correlation characteristics containing from several units to hundreds of codes as well as alphabets for data transfer based on them. The obtained codes include many couples for which compensation of side peaks occurs when adding their correlation functions. There have been found symmetric and asymmetric codes with specific properties. **Practical relevance:** The improved binary codes can be applied in control, radar and communication systems. There has been put forward an idea of developing computers operating with noise-like signals ("quiet" computers) based on the standard coding systems ASCII using ensembles of synthesized codes. There has been proposed to carry out encryption using these codes. **Social implications:** Communication systems and data transmission based on noise-like signals will increase information security of users.

Keywords – Ensembles, Phase-Shift Signals, Binary Codes, Autocorrelation Function, Side Peak Level, Correlation Function.

References

1. Varakin L. E. *Sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami* [Communication Systems with Noise Signals]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1985. 384 p. (In Russian).
2. Kartashevskii V. G., Semenov S. N., Firstova T. V. *Seti podvizhnoi svyazi* [Networks of Mobile Communication]. Moscow, JeKO-TRENDZ Publ., 2001. 302 p. (In Russian).
3. Ipatov V. P., Orlov V. K., Samoilov I. M., Smirnov V. N. *Sistemy mobil'noi svyazi*. V. P. Ipatov ed. [Mobile Communication Systems]. Moscow, Goriachaia liniia-Telekom Publ., 2003. 272 p. (In Russian).
4. Ipatov V. P. *Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications*. New York, John Wiley and Sons Ltd., 2004. 373 p.
5. Karpov V. Je., Platonova M. V. System of Mobile Robot Navigation. *Trudy XVIII Mezhdunarodnoi nauchno-tehnicheskoi konferencii "Informacionnye sredstva i tehnologii"* [Proc. XVIII Int. Conf. "Informational Facilities and Technologies"]. Moscow, Izdatel'skii dom MJeI Publ., 2010, vol. 2, pp. 56–63 (In Russian).
6. Olifer V. G., Olifer N. A. *Komp'yuternye seti. Principy, tehnologii, protokoly* [Computer Networks. Principles, Technologies, Reports]. Saint-Petersburg, Piter Publ., 2002. 672 p. (In Russian).
7. Judachev S. S. Sequences on the Basis of Bent-Functions for Broadband Systems with Code Division of Channels. *Inzhenernyi vestnik*. Moscow, MGTU im. N. Er. Bauman Publ., 2013, no. 1, pp. 1–11 (In Russian).
8. Amiantov I. A. *Izbrannye voprosy statisticheskoi teorii svyazi* [Chosen Questions of the Statistical Theory of Communication]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1971. 416 p. (In Russian).
9. Pelehatyi M. I., Golubev E. A. Autocorrelation Characteristics of Some Types of Double Sequences. *Problemy peredachi informacii*, 1972, vol. VIII, no. 1, pp. 92–99 (In Russian).
10. Sverdlik M. B. *Optimal'nye diskretnye signaly* [Optimum Discrete Signals]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1975. 200 p. (In Russian).
11. Gantmaher V. E., Bystrov N. E., Chebotarev D. V. *Shumopodobnye signaly. Analiz, sintez, obrabotka* [Pseudonoise Signals. Analysis, Synthesis, and Processing]. Saint-Petersburg, Nauka i Tehnika Publ., 2005. 400 p. (In Russian).
12. Cheprukov Ju. V., Socolov M. A. Synthesis of Phasemanipulated Signals with Required Level of Side Peaks ACF. *Radiotekhnika*, 1991, no. 5, pp. 68–70 (In Russian).
13. Chapurskii V. V. *Izbrannye zadachi teorii sverhshirokopolosnykh radiolokacionnykh sistem* [Selected Problems of Theory of Super Wide-Band Radiolocation Systems]. Moscow, MGTU im. N. Er. Bauman Publ., 2012. 279 p. (In Russian).
14. Cheprukov Ju. V., Socolov M. A. *Soglasovannyi fil'tr* [Matched Filter]. Author's certificate USSA, no. 1709498, 1992.
15. Cheprukov Ju. V., Socolov M. A. Method of Optimization of Weight Compression Filters of Phasemanipulated Signals. *Izvestiya vuzov. Radioelektronika*, 1991, no. 4, pp. 31–37 (In Russian).

УДК 004.056.2

ОБ ОБНАРУЖЕНИИ АЛГЕБРАИЧЕСКИХ МАНИПУЛЯЦИЙ С ПОМОЩЬЮ ОПЕРАЦИИ УМНОЖЕНИЯ

М. О. Алексеев^{а, 1}, ведущий программист

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

Постановка проблемы: известно, что реализации криптографических алгоритмов подвержены атакам по сторонним каналам. Одной из наиболее эффективных является атака по привнесенным помехам с последующим линейным или дифференциальным анализом ошибок. Атака заключается в нестандартном воздействии на криптографическое устройство в целях внесения помех в его работу. Модель такой атаки получила название алгебраической манипуляции. Целью работы являются исследование и развитие одного из методов защиты от рассматриваемой атаки. **Результаты:** исследуемая конструкция заключается в построении нелинейного помехоустойчивого кода, кодирующей функцией которого выбирается операция умножения в конечном поле. Разработаны и описаны два варианта модификации кодовой конструкции, основанные на расширении случайной величины и на разбиении информационного сообщения. Данные модификации позволяют варьировать такие параметры кода, как скорость и вероятность обнаружения атаки, во многих случаях уменьшая избыточность кода. При этом вторая модификация также позволяет снизить аппаратные затраты на реализацию кода. **Практическая значимость:** полученная гибкая и просто реализуемая кодовая конструкция обнаруживает любую ошибку в передаваемой информации с заданной вероятностью даже при условии коррелированности значения ошибки и кодируемых данных.

Ключевые слова — помехоустойчивые коды, нелинейные коды, атаки по сторонним каналам, алгебраические манипуляции, умножение в поле.

Введение

Использование линейных помехоустойчивых кодов является эффективным методом борьбы с искажениями, возникающими в канале [1]. Естественным требованием для обеспечения высокого уровня защищенности от помех является условие согласованности параметров используемого кода с характеристиками канала. Если же характеристики канала не могут быть точно определены (например, для каналов со случайной структурой), кодирование линейным кодом в общем случае является неэффективным.

Случайная структура канала может быть обусловлена многими факторами, имеющими как естественную, так и искусственную природу. Примерами естественных воздействий, приводящих к изменению характера возникающих ошибок, являются, например, случайное изменение состояния канала, накопление статического заряда, воздействие заряженных частиц, износ оборудования. Искусственные методы изменения характеристик канала часто заключаются в нестандартном физическом воздействии на канал. Примерами таких воздействий являются электромагнитное излучение, когерентное излучение (например, лазер), подавление и зашумление данных [2].

Уязвимость классических методов защиты со стороны каналов со случайной структурой может быть использована злоумышленником. В частности, преобразование исходного канала, с которым

согласована информационная система, в канал со случайной структурой может быть осуществлено с помощью атак по сторонним каналам, называемых атаками по привнесенным ошибкам [2, 3]. Целью данного типа атак является вычисление секретных параметров систем обработки данных, например ключей шифрования. Как правило, атаки состоят из двух этапов: атакуемое устройство (канал) подвергается нестандартному внешнему физическому воздействию, после чего производится анализ результатов работы устройства. На основе полученных данных злоумышленник зачастую способен либо напрямую восстановить значение секретных ключей, либо заметно уменьшить мощность перебора.

Для работы с каналами со случайной структурой были разработаны классы нелинейных кодов — надежные коды и коды, обнаруживающие алгебраические манипуляции [4–7]. Требование нелинейности обусловлено тем, что у любого q -ичного линейного кода существует как минимум $q^k - 1$ необнаруживаемых ошибок, соответствующих кодовым словам, где k — размерность кода. Это приводит к ситуации, когда, имея возможность определенным образом воздействовать на канал, злоумышленник способен провоцировать такое его состояние (и возникающую конфигурацию ошибок), при котором ошибки и атаки не могут быть обнаружены. Существуют классы нелинейных кодов, которые не имеют необнаруживаемых ошибок, любая ошибка обнаруживается с ненулевой вероятностью.

Надежные нелинейные коды предназначены для обнаружения ошибок (как естественного, так

¹ Научный руководитель — доктор технических наук, профессор Е. Т. Мирончиков.

и искусственного происхождения) при условии, что злоумышленник (источник ошибок в канале) не обладает знанием о передаваемых данных [4, 5]. Надежные коды гарантируют заданную ненулевую вероятность обнаружения любой конфигурации ошибок.

Нелинейные коды, обнаруживающие алгебраические манипуляции, позволяют обнаруживать любые ошибки с заданной вероятностью даже при условии, что злоумышленник обладает знанием о передаваемой информации [4, 6]. Это обеспечивается за счет рандомизации результата кодирования.

Защищенные коды, обнаруживающие алгебраические манипуляции

Рассмотрим следующую модель атаки [6, 7]:

- злоумышленник способен контролировать значение ошибок, возникающих в канале;
- ошибка аддитивна;
- злоумышленник способен контролировать передаваемое информационное сообщение.

Такая модель атаки называется сильной. Сильной модели атаки соответствует атака, при которой злоумышленник не только способен генерировать заданную ошибку, но и имеет возможность контролировать значение кодируемого сообщения. В этой ситуации злоумышленник, зная информационное сообщение, вычисляет получаемое кодовое слово, после чего выбирает значение ошибки, при внедрении которой текущее кодовое слово преобразуется в другое кодовое слово. Даже надежные нелинейные коды не могут гарантировать защиту от такой модели атаки.

Для защиты от сильных атак были предложены защищенные коды, обнаруживающие алгебраические манипуляции (strongly secure algebraic manipulation detection codes, strongly secure AMD codes). Для краткости будем называть их AMD-кодами.

Очевидно, что процесс кодирования должен иметь недетерминированный характер. В противном случае злоумышленник гарантированно внесит необнаруживаемую ошибку. Естественным путем решения этой проблемы является привнесение случайности в процесс кодирования, когда каждому сообщению соответствует множество кодовых слов, а выбор конкретного кодового слова из этого множества определяется некоторой случайной величиной, которую злоумышленник не способен контролировать. В этом случае, зная информационное сообщение, злоумышленник способен вычислить набор кодовых слов, одно из которых, в зависимости от значения случайной величины, может стать результатом кодирования. Далее атакующий выбирает значение ошибки, которое имеет наименьшую вероятность

обнаружения для заданного набора возможных кодовых слов. Другими словами, выбирается такая ошибка, которая не будет обнаружена при наибольшем количестве значений случайной величины для заданного исходного сообщения.

Для построения AMD-кодов используются различные математические объекты: коды аутентификации, разностные структуры, помехоустойчивые коды [4, 7]. Одной из наиболее исследованных и эффективных конструкций AMD-кодов является конструкция, основанная на полиномах. Наиболее полно этот класс AMD-кодов описан в работе [6], где значительная часть предлагаемых конструкций являются оптимальными в смысле вероятности обнаружения ошибки.

Далее будут рассматриваться систематические коды над полями характеристики 2. Кодовые слова систематического AMD-кода представляют собой конкатенацию информационного сообщения $y \in GF(2^k)$, некоторой случайной величины $x \in GF(2^m)$ и значения нелинейной функции $f(y, x) \in GF(2^r)$. Сами AMD-коды определяются как коды, для которых не существует такой конфигурации ошибок

$$e = (e_y \in GF(2^k), e_x \in GF(2^m), e_f \in GF(2^r))$$

и такого значения y , при возникновении которых равно

$$f(y, x) + e_f = f(y + e_y, x + e_x)$$

выполнится при всех возможных значениях x . Данное равенство называется уравнением маскирования ошибки (УМО). Легко заметить, что проверка выполнения этого равенства является аналогом вычисления синдрома принятого слова линейного кода.

Способность AMD-кода обнаруживать ошибки напрямую зависит от вида его УМО: максимальное количество решений УМО относительно x среди всех возможных комбинаций y, e_x, e_y, e_f и будет максимальным количеством необнаруживаемых кодом ошибок. Вероятность обнаружения ошибки ограничена снизу выражением

$$P_{\text{det}} \geq 1 - \max_{y,e} \frac{|\{x : f(y, x) + e_f = f(y + e_y, x + e_x)\}|}{|\{x\}|}, \quad (1)$$

которое непосредственно следует из сценария сильной атаки.

Код на основе умножения

Одной из конструкций AMD-кодов является конструкция, основанная на умножении в конечном поле [8]. Кодовое слово такого AMD-кода выглядит следующим образом:

$$(y | x | f(x, y) = xy),$$

где $x, y, f(y, x) \in GF(2^k)$ (т. е. $m = r = k$), операция умножения выполняется в поле $GF(2^k)$, а символом «|» обозначена операция конкатенации. УМО такого кода выглядит следующим образом:

$$xy + e_f = (x + e_x)(y + e_y).$$

Легко заметить, что максимальное количество решений данного УМО относительно x при фиксированных y и e равно единице, так как

$$e_f = xe_y + ye_x + e_x e_y, \quad x = \frac{e_f + ye_x + e_x e_y}{e_y}.$$

Правая часть последнего выражения при фиксированной величине ошибки представляет собой константу; если случайная величина x равна этой константе, то привнесенная ошибка $e = (e_y, e_x, e_f)$ останется необнаруженной. Случайная величина x распределена равномерно, следовательно, вероятность обнаружения любой ошибки e при фиксированном y равна

$$P_{\text{det}} = 1 - \frac{|\{x : f(y, x) + e_f = f(y + e_y, x + e_x)\}|}{|\{x\}|} = 1 - \frac{1}{2^m} = 1 - 2^{-m} = 1 - 2^{-k}.$$

Тут необходимо обратить внимание на то, что данный код неприменим при $e_y = 0$, что накладывает ограничение на множество обнаруживаемых ошибок. Кроме того, это противоречит определению AMD-кодов, которое дано в работе [6]. Однако стоит отметить, что в некоторых других работах (например, в [7]) AMD-код определяется как код, который гарантированно обнаруживает ошибки только в информационной части кодового слова, т. е. когда $e_y \neq 0$. Данное определение обусловлено требованиями многих практических задач, в которых важна целостность только информационной части y кодового слова [7]. Далее будем рассматривать лишь вероятность обнаружения ошибки e , у которой $e_y \neq 0$.

Необходимо указать, что о целесообразности использования умножения в поле для обнаружения ошибок в каналах со случайной структурой писали еще В. И. Коржик и Л. М. Финк [8]. Предложенный ими универсальный метод стохастического кодирования для каналов со случайной структурой обеспечивает более низкую вероятность обнаружения ошибок. Кроме того, в их модели подразумевается, что приемник и передатчик имеют точно синхронизированную случайную величину x , что ограничивает область применения данного метода кодирования.

Использование AMD-кода, основанного на умножении, позволяет обеспечить максимально возможную вероятность обнаружения ошибки даже при условии искажения случайной величины.

Случайная величина x является частью кодового слова, передается по каналу и не требует дополнительной синхронизации передатчика и приемника.

Основным недостатком данной кодовой конструкции является отсутствие гибкости при выборе параметров кода [7]. Фактически, размер информационного сообщения k полностью определяет длину кода $n = 3k$, размер случайной величины k бит, а также вероятность обнаружения ошибки $P_{\text{det}} = 1 - 1/2^k$. Ниже будут представлены два варианта модификаций данной конструкции, которые предоставляют большую гибкость при выборе параметров кода.

Модификация на основе расширения случайной величины

Наиболее естественным методом модификации описанной конструкции является использование случайной величины из меньшего поля Галуа, т. е. $x \in GF(2^m)$, $m < k$. Для выполнения умножения формируется вектор $\bar{x} \in GF(2^k)$ путем дополнения двоичного представления элемента x $k - m$ нулями, т. е. выполняется отображение $g(x) = \bar{x}$, $\bar{x} = (0, \dots, 0, x_{m-1}, \dots, x_0)$, где x_{m-1}, \dots, x_0 есть двоичное представление элемента поля x . Полученный элемент большего поля $\bar{x} \in GF(2^k)$ используется для выполнения операции кодирования согласно оригинальной конструкции. Кодовое слово выглядит следующим образом:

$$c = (y \in GF(2^k) | x \in GF(2^m) | \bar{x} \cdot y \in GF(2^k)),$$

т. е. длина кода уменьшается на $k - m$ бит.

На приемной стороне перед проверкой УМО полученная из канала случайная величина $x + e_x \in GF(2^m)$ еще раз подвергается отображению $g(x + e_x) = \bar{x} + \bar{e}_x$.

Теорема 1. Вероятность обнаружения сильной атаки ограничена снизу выражением

$$P_{\text{det}} \geq 1 - 2^{-m}.$$

Доказательство: Рассмотрим формулу (1). Мощность множества значений случайной величины x , стоящая в знаменателе дроби, равна 2^m . Необходимо определить значение числителя дроби из (1). Легко заметить, что для данной модификации исходной кодовой конструкции числитель дроби приобретает вид

$$|\{x : f(y, \bar{x}) + e_f = f(y + e_y, \overline{x + e_x}), g(x) = \bar{x}\}| = |\{\bar{x} : f(y, \bar{x}) + e_f = f(y + e_y, \overline{x + e_x}), \exists g^{-1}(\bar{x})\}|$$

т. е. добавляется условие, что для получаемого решения УМО должен существовать прообраз

среди $x \in GF(2^m)$. Дополнительное ограничение на мощность множества приводит к тому, что обнаруживающая способность кода становится неравномерной. Если для оригинальной конструкции значение числителя было равно 1 для всех возможных y и $e \neq 0$, то при данной модификации некоторая часть комбинаций y и $e \neq 0$ приведет к решениям УМО, которые не имеют прообраза относительно отображения $g(x)$, т. е. значение числителя будет равно 0. Таким образом, часть ошибок будет обнаруживаться с вероятностью $P_{\det}(e) = 1 - 0/2^m = 1$, в то время как остальные — с $P_{\det}(e) = 1 - 1/2^m = 1 - 2^{-m}$, где через $P_{\det}(e)$ обозначена вероятность обнаружения конкретной ошибки e при сильной атаке.

Таким образом, вероятность обнаружения сильной атаки для данной кодовой конструкции $P_{\det} \geq 1 - 2^{-m}$.

Вывод по конструкции. Как видно, данная модификация кодовой конструкции AMD-кодов, основанной на умножении в поле, предоставляет возможность гибкого выбора длины кода и соответствующей вероятности обнаружения сильных атак. Зависимость вероятности обнаружения сильной атаки от размера случайной величины x аналогична оригинальной конструкции. Аппаратная сложность реализации данной модификации соответствует сложности оригинальной кодовой конструкции.

Модификация на основе разбиения информационного сообщения

Вторым вариантом модификации оригинальной кодовой конструкции является следующий: пусть $k = tu$ (в противном случае либо уменьшается разрядность t случайной величины x , либо размер k информационного вектора y увеличивается до необходимого значения за счет добавления, например, нулей). Далее информационный вектор делится на u частей по t бит: $y = (y_1|y_2|\dots|y_u)$, где $y_i \in GF(2^m)$, $i = 1, \dots, u$. Каждый y_i на основе случайной величины x подвергается процедуре кодирования согласно оригинальной конструкции, т. е. получаем набор из u кодовых слов:

$$c_i = (y_i \in GF(2^m) | x \in GF(2^m) | y_i \cdot x \in GF(2^m)), \\ i = 1, \dots, u,$$

т. е. выполняется u процедур кодирования сообщений y_i на основе фиксированной случайной величины x . Далее полученные промежуточные кодовые слова c_i объединяются в одно слово следующим образом:

$$c = (y | x | f(x, y)), \\ c = (y_1 | y_2 | \dots | y_u | x | y_1 \cdot x | y_2 \cdot x | \dots | y_u \cdot x).$$

Полученное кодовое слово имеет длину $n = k + m + k = 2k + m$. На приемнике данное кодовое слово раскладывается в u кодовых слов

$$c_i + e_i = (y_i + e_{y_i} | x + e_x | y_i \cdot x + e_{f_i}), i = 1, \dots, u,$$

после чего выполняется u проверок их УМО. При обнаружении ошибки хотя бы в одном кодовом слове весь набор $y = (y_1|y_2|\dots|y_u)$ признается ошибочным. Рассмотрим вероятность обнаружения сильных атак с помощью данной модификации AMD-кода.

Теорема 2. Вероятность обнаружения сильной атаки равна $P_{\det} \geq 1 - 2^{-m}$.

Доказательство: Очевидно, что чем больше блоков y_i (и, соответственно, кодовых слов c_i) подвергается атаке, тем меньше вероятность того, что ошибка не будет выявлена (предполагается, что вероятность успешной атаки меньше единицы). Таким образом, с позиции злоумышленника наиболее разумно атаковать один из u блоков y_i . При этом вероятность успеха атаки будет максимальна. Рассмотрим эту вероятность, так как именно она определяет нижнюю границу P_{\det} .

Атаку одного из блоков y_i можно рассматривать как атаку одного из кодовых слов оригинальной конструкции с параметрами $y \in GF(2^m)$, $x \in GF(2^m)$, $f(y, x) \in GF(2^m)$, $n = 3m$. Получаем, что вероятность обнаружения сильной атаки одного блока $P_{\det} = 1 - 2^{-m}$. Отсюда вероятность обнаружения сильной атаки кодового слова ограничена снизу:

$$P_{\det} \geq 1 - 2^{-m}.$$

Необходимо отметить, что тот факт, что все u кодовых слов c_i получены на основе одной и той же случайной величины x , не может быть использован для успешной атаки кодового слова c при данном методе декодирования. Если бы решение о наличии ошибок принималось независимо на уровне каждого блока, а не на уровне целого слова, то в этом случае злоумышленник был бы способен проводить атаку с более высокой вероятностью успеха. Для этого он бы для каждого из c_i случайно выбирал некоторые повторяющиеся числа $\tilde{x}_i \in GF(2^m)$, которые считал бы соответствующим значением x . Исходя из \tilde{x}_i рассчитывались бы такие значения ошибок e_i , чтобы выполнялось УМО. Таким образом, злоумышленник смог бы перебрать u возможных значений случайной величины. В этом случае вероятность успешного внедрения ошибки в один из u блоков (т. е. успешная атака кодового слова c при таком методе декодирования) равнялась бы $P_{\text{undet}} = u/2^m$ при $u < 2^m$ и $P_{\text{undet}} = 1$ при $u \geq 2^m$. Соответственно, вероятность обнаружения ошибок

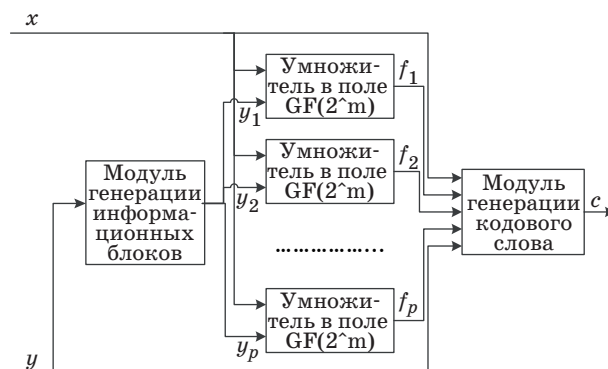
ки на уровне кодового слова при $u < 2^m$ была бы равна $P_{\text{det}} = 1 - u/2^m$.

Вывод по конструкции. Данная модификация позволяет достигнуть тех же характеристик, что и первая модификация. Аппаратная реализация умножения в конечном поле имеет квадратичную зависимость от степени расширения поля. Благодаря этому данная модификация позволяет значительно снизить сложность кодера за счет того, что умножение вычисляется в меньшем поле. Схема одного из вариантов реализации кодера приведена на рисунке.

На схеме изображено p умножителей в поле $GF(2^m)$. Их количество может варьироваться от 1 до u в зависимости от требуемой производительности. При $p < u$ умножители будут использоваться повторно для различных y_i , что приведет к увеличению временных затрат кодирования. При $p = u$ сложность реализации кодера будет максимальна и составит порядка $uO(m^2)$, в то время как в других конструкциях, где умножение выполняется в $GF(2^k)$, она имеет порядок $O(k^2)$, что сопоставимо со сложностью $u^2O(m^2)$ данной модификации.

Заключение

В данной работе описан класс AMD-кодов, основанный на умножении в конечном поле. Приведена вероятность обнаружения сильных



■ Общая схема кодера для модификации AMD-кода, основанного на умножении

атак с помощью данного кода. Предложены две модификации этой конструкции, которые обеспечивают гибкость при выборе характеристик кода за счет варьирования размера случайной части в кодовом слове. Вероятность обнаружения сильной атаки для обеих модификаций имеет такую же зависимость от размера случайной величины, как и вероятность для оригинальной конструкции. Аппаратная сложность реализации второй модификации может быть значительно уменьшена за счет повторного использования имеющихся умножителей.

Литература

1. MacWilliams J., Sloane N. J. A. The Theory of Error-Correcting Codes. — Amsterdam: North-Holland, 1977. — 762 p.
2. Zhou Y., Feng D. Side-Channel Attacks: Ten Years After Its Publication and the Impacts on Cryptographic Module Security Testing. <http://eprint.iacr.org/2005/388.pdf> (дата обращения: 07.04.2014).
3. Chen C. N., Yen S. M. Differential Fault Analysis on AES Key Schedule and Some Countermeasures // Proc. of the 8th Australasian Conf., ACISP 2003, Wollongong, Australia, July 9–11, 2003. P. 118–129. DOI:10.1007/3-540-45067-X_11
4. Jongsma E. Algebraic Manipulation Detection Codes. Bachelorscriptie, Mathematisch Instituut, Universiteit Leiden, 6 maart 2008. <https://www.math.leidenuniv.nl/scripts/JongsmaBachelor.pdf> (дата обращения: 07.04.2014).
5. Akdemir K. D., Wang Z., Karpovsky M. G., Sunar B. Design of Cryptographic Devices Resilient to Fault

- Injection Attacks Using Nonlinear Robust Codes// Fault Analysis in Cryptography/Ed. M. Joye. — Springer, 2011. — P. 171–200.
6. Wang Z., Karpovsky M. G. Algebraic Manipulation Detection Codes and Their Application for Design of Secure Cryptographic Devices // Proc. of Intern. Symp. on On-Line Testing (IOLTS), Athens, July 13–15, 2011. P. 234–239. DOI:10.1109/IOLTS.2011.5994535.
7. Cramer R., Dodis Y., Fehr S., Padro C., Wichs D. Detection of Algebraic Manipulation with Applications to Robust Secret Sharing and Fuzzy Extractors // Proc. of the Theory and Applications of Cryptographic Techniques 27th Annual Intern. Conf. on Advances in Cryptology, ser. EUROCRYPT'08, 2008. P. 471–488.
8. Финк Л. М., Коржик В. И. Помехоустойчивое кодирование дискретных сообщений в каналах со случайной структурой. — М.: Связь, 1975. — 272 с.

UDC 004.056.2

On the Detection of Algebraic Manipulations by Means of Multiplication OperationAlekseev M. O.^a, Lead Programmer, alexeev@vu.spb.ru^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: It is well known that implementations of cryptographic algorithms are subject to side-channel attacks. One of the most effective attacks is a fault-injection attack followed by simple or differential fault. The attack involves a non-standard impact on a cryptographic device in order to inject faults in its operation. A model of the attack is called an algebraic manipulation. The goal of this paper is to study and to develop a countermeasure against this attack. **Results:** The countermeasure under consideration implies constructing a nonlinear error-control code which encoding function is a multiplication operation in a Galois field. There have been developed and described two modifications of a code structure based on extension of a random value and on information message splitting. These modifications allow varying such parameters as a code rate and an error detection probability, in many cases it leads to decrease of code redundancy. At the same time the second modification also tends to decrease hardware overheads of codec implementation. **Practical relevance:** Therefore, there has been obtained a flexible and easily implementable code structure which detects any error of transferred information with fixed probability even when an error value and coded data are correlated.

Keywords – Error Control Codes, Nonlinear Codes, Side-Channel Attacks, Algebraic Manipulations, Multiplication in Galois Field.

References

1. MacWilliams J., Sloane N. J. A. *The Theory of Error-Correcting Codes*. Amsterdam, North-Holland, 1977. 762 p.
2. Zhou Y., Feng D. *Side-Channel Attacks: Ten Years After its Publication and the Impacts on Cryptographic Module Security Testing*. Available at: <http://eprint.iacr.org/2005/388.pdf> (accessed 7 April 2014).
3. Chen C. N., Yen S. M. Differential Fault Analysis on AES Key Schedule and Some Countermeasures. *Proc. of the 8th Australasian Conf., ACISP 2003*, Wollongong, Australia, July 9–11, 2003, pp. 118–129. DOI:10.1007/3-540-45067-X_11
4. Jongsma E. *Algebraic Manipulation Detection Codes*. Bachelorscriptie, Mathematisch Instituut, Universiteit Leiden, 6 maart 2008. Available at: <https://www.math.leidenuniv.nl/scripties/JongsmaBachelor.pdf> (accessed 7 April 2014).
5. Akdemir K. D., Wang Z., Karpovsky M. G., Sunar B. Design of Cryptographic Devices Resilient to Fault Injection Attacks Using Nonlinear Robust Codes. *Fault Analysis in Cryptography*. M. Joye Ed. Springer, 2011. P. 171–200.
6. Wang Z., Karpovsky M. G. Algebraic Manipulation Detection Codes and Their Application for Design of Secure Cryptographic Devices. *Proc. of Intern. Symp. on On-Line Testing (IOLTS)*, Athens, July 13–15, 2011, pp. 234–239. DOI:10.1109/IOLTS.2011.5994535
7. Cramer R., Dodis Y., Fehr S., Padro C., Wichs D. Detection of Algebraic Manipulation with Applications to Robust Secret Sharing and Fuzzy Extractors. *Proc. of the Theory and Applications of Cryptographic Techniques 27th Annual Intern. Conf. on Advances in Cryptology, ser. EUROCRYPT'08*, 2008, pp. 471–488.
8. Fink L. M., Korzhik V. I. *Pomekhoustoichivoe kodirovanie diskretnykh soobshchenii v kanalakh so sluchainoi strukturoi* [Error Correcting Coding of Discrete Messages in Channels with Random Structure]. Moscow, Sviaz' Publ., 1975. 272 p. (In Russian).

УДК 681.32; 621.372.54

РАЗРАБОТКА МЕТОДА ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КАНАЛА

Н. Р. Аллахвердиева^а, канд. техн. наук, доцент

^аБакинская высшая школа нефти, Баку, Азербайджан

Постановка проблемы: анализ известных методов повышения точности результатов цифровых динамических измерений непрерывных физических величин с позиций корректирующей фильтрации показывает узконаправленность этих методов к подавлению тех или иных составляющих результирующей погрешности (наследственной, т. е. накапливаемой по звеньям измерительной цепи, инструментальной и методической погрешности) измерительного канала. Следовательно, возникает необходимость в разработке универсального метода повышения точности результатов цифровых динамических измерений в измерительном канале. **Результаты:** разработан универсальный метод повышения точности измерительного канала, где под универсальностью понимается его релевантность как к характерам, так и к местам появления и предыстории составляющих погрешности результата измерения. Суть предложенного метода сводится к применению оператора конечной суммы извлечению тренда, т. е. полезной составляющей измерительного сигнала из отфильтрованной смеси. В результате проведенных экспериментов установлена достаточно высокая эффективность разработанного универсального способа повышения точности относительно подавления как случайных, так и систематических составляющих погрешности. **Практическая значимость:** предложенная методика уменьшения буквально всех видов погрешностей может быть применима для динамических измерений всех видов сигналов.

Ключевые слова — погрешность измерения, случайная погрешность, систематическая погрешность, динамические измерения, измерительный канал, фильтрация, усреднение, конечная сумма, тренд.

Введение

Анализ известных методов повышения точности результатов цифровых динамических измерений непрерывных физических величин с позиций корректирующей фильтрации (КФ) показывает узконаправленность этих методов к подавлению тех или иных составляющих результирующей погрешности (наследственной, т. е. накапливаемой по звеньям измерительной цепи, инструментальной и методической погрешности) измерительного канала (ИК) [1–10]. Следовательно, возникает необходимость в разработке универсального метода повышения точности результатов цифровых динамических измерений в ИК.

Рассмотрим характер процесса накопления погрешностей после момента поверки измерительного устройства (ИУ) и выделим два случая:

1) случайный стационарный процесс (без прогрессивного накопления постоянной составляющей), т. е. не содержащий существенных низкочастотных составляющих;

2) случайный нестационарный процесс, когда среднее значение функции накопления погрешностей во времени имеет монотонно прогрессирующий характер.

В первом случае все погрешности ИУ могут правомерно рассматриваться как единая центрированная случайная величина и характеризоваться единым показателем — вторым центральным моментом (дисперсией) — как средним значением мощности кривой изменения погрешности.

Модель результирующей погрешности представим в виде [11]

$$\varepsilon_{\Sigma}(t) = \varepsilon(t) + \varepsilon_n^0(t) + \bar{\varepsilon}(t).$$

В этой модели составляющие погрешности учтены как $\{\varepsilon_i\}$ и $\{\varepsilon_{ni}\}$. Методическую составляющую представим отдельной компонентой $\varepsilon_n^0(t)$. Это сделаем для того, чтобы показать появление методических погрешностей в субтракте аналого-цифрового преобразования (САЦП). В дальнейшем объединим $\varepsilon(t)$ и $\varepsilon_n^0(t)$ в единую составляющую $\varepsilon^0(t)$ результирующей погрешности $\varepsilon_{\Sigma}(t)$. При этом $\varepsilon^0(t)$ представим центрированной случайной стационарной величиной, сопровождающей результаты одиночных нескорректированных цифровых динамических измерений физической величины $x(t)$ в моменты $t = t_i$ времени проведения этих измерений в СППН-САЦП (СППН — субтракт первичного преобразования и нормирования).

Во втором случае накопления погрешностей ИУ в погрешности $\varepsilon_{\Sigma}(t)$ присутствует, кроме случайных изменений, также монотонно прогрессирующая, т. е. низкочастотная составляющая. Она может быть следствием дрейфа нуля или чувствительности измерительной аппаратуры. Естественно, что данная составляющая, имеющая также случайную природу, не может рассматриваться как центрированная.

Учтем эту прогрессирующую составляющую процесса накопления погрешности и включим ее в систематическую погрешность $\bar{\varepsilon}(t)$. Таким

образом, окончательная модель результирующей погрешности имеет вид

$$\varepsilon_{\Sigma}(t) = \varepsilon^0(t) + \bar{\varepsilon}(t).$$

Мощность центрированной случайной стационарной составляющей погрешности, определяемая дисперсией σ_{ε}^2 , не зависит от времени. Мощность же прогрессирующей составляющей монотонно возрастает со временем и поэтому не может быть рассмотрена без учета времени как при метрологических испытаниях ИУ, так и при решении задач повышения точности измерений. Исходя из этого выделим прогрессирующую (дрейфовую) составляющую погрешности из вероятностного рассмотрения и учтем отдельно, например, путем скользящего усреднения.

Скользящее усреднение необходимо при метрологических испытаниях и в случае использования метода усреднения результатов многократных или многоканальных одиночных измерений. Однако из-за отсутствия эффекта подавления прогрессирующей (в том числе и постоянной систематической) составляющей погрешности одиночных измерений метод усреднения используется в основном в первом случае накопления погрешностей.

Таким образом, применительно к подавлению всех составляющих результирующей погрешности ИК, входящих в модель погрешности, задача КФ значительно усложняется. Это диктует необходимость разработки универсальных способов повышения точности результатов измерений.

Разработка метода повышения точности измерительного канала

Под универсальностью метода повышения точности понимается его релевантность как к характеристикам, так и к местам появления и предыстории составляющих погрешности результата измерения.

Борьба с накоплением прогрессирующей составляющей погрешности ведет к необходимости ее локализации и подавления (по мере возможности) в рамках одиночных измерений. В случае же наличия только центрированной стационарной погрешности в результатах одиночных измерений мощным инструментом ее подавления является использование метода усреднения. Однако совмещение этих двух процедур подавления погрешностей в рамках одного общего метода повышения точности весьма проблематично. Необходимо разработать универсальный способ повышения точности результатов цифровых динамических измерений, для чего определим сбалансированный ряд процедур локализации и подавления всех составляющих погрешности:

— локализация и подавление прогрессирующей погрешности в рамках одиночных измерений;

— подавление остаточной прогрессирующей погрешности и центрированной случайной стационарной погрешности на этапе обработки результатов одиночных измерений.

Этап обработки результатов одиночных измерений может быть использован:

- при выполнении косвенных измерений, например в расходомерии;
- при вторичной КФ измерительных данных;
- при статистической обработке полезной и шумовой информации в процессе метрологических испытаний и аттестации ИУ;
- при первичной обработке измерительной информации (линеаризации, масштабировании и т. п.).

Сущность предлагаемого нами метода повышения точности цифровых динамических измерений физической величины $x(t)$ состоит в следующем.

Нескорректированные результаты цифровых одиночных динамических измерений физической величины $x(t)$ представим в виде последовательности формируемых в ходе измерений значений как систему равноотстоящих точек [12]:

$$y_i = f_{\text{ном}}(x_i) + \bar{\varepsilon}_i + \varepsilon_i^0, \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (1)$$

Здесь $f_{\text{ном}}(x_i)$ — номинальная функция преобразования СППН; $\bar{\varepsilon}_i(t)$ — прогрессирующая составляющая результирующей погрешности СППН-САЦП; ε_i^0 — центрированная стационарная составляющая результирующей погрешности.

С учетом изменения во времени измеряемую величину представим в виде

$$x(t) = x + \Delta x(t), \quad (2)$$

где x — значение измеряемой величины в начале цикла измерений; $\Delta x(t)$ — изменение измеряемой величины за цикл измерений.

Учитывая (2) в математической модели номинальной функции преобразования, получаем

$$f_{\text{ном}}(x_i) = \sum_{p=1}^n a_{p\text{ном}} (x + i\Delta x)^{p-1}, \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (3)$$

Теперь систематические составляющие набора коэффициентов полинома результирующей погрешности представим в виде

$$\overline{\Delta a_p(t)} = \overline{a_p(t)} - a_{p\text{ном}} = \sum_{l=0}^{L-1} c_{pl} t^l, \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (4)$$

С учетом выражения (4) прогрессирующая составляющая результирующей погрешности будет описана полиномом

$$\bar{\varepsilon}(t) = \sum_{p=1}^n \overline{\Delta a_p(t)} [x(t)]^{p-1}. \quad (5)$$

Подставив (2) и (4) в выражение (5), получим

$$\bar{\varepsilon}_i = \sum_{p=1}^n \left[\left(\sum_{l=0}^{L-1} c_{pl} t_i^l \right) (x + i\Delta x)^{p-1} \right], \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

Нетрудно убедиться в том, что с учетом модели (4) случайная ε_i^0 погрешность результата нескорректированного измерения обуславливается центрированными стационарными случайными изменениями коэффициентов полинома (3):

$$\Delta^0 a_p(t) = a_p^0(t) - a_{p \text{ ном}}. \quad (7)$$

Таким образом, полиномы (3) и (6) учитывают изменение измеряемой величины за время цикла измерений в рамках КФ результатов (1) нескорректированных измерений. Следовательно, эти модели релевантны к динамическим измерениям. Помимо этого, модель (6) учитывает систематические изменения набора коэффициентов $a_p(t)$, $p = 1, 2, \dots, n$ реальной функции преобразования СППН-САЦП.

Если полагать, что измерения проводятся в реальном масштабе времени, то необходимо ограничить сверху продолжительность $T_{\text{кор}} = N_{\text{кор}} \cdot T_0$ цикла коррекции за счет либо количества $N_{\text{кор}}$ измерений в цикле, либо шага дискретизации T_0 — времени установления показаний выходного сигнала $y(t)$ СППН. Поэтому в моделях (3) и (6) закон изменения $x(t)$ за цикл коррекции принят линейным: $x_i = x + i\Delta x$ (где i — момент выполнения i -го измерения внутри цикла; $\Delta x = \text{const}$ — приращение измеряемой величины $x(t)$ от $(i - 1)$ -го до i -го такта внутри цикла измерения). В принципе полученные выше модели допускают аппроксимацию изменения $x(t)$ за цикл коррекции нелинейными моделями.

Из выражения (6) можно получить модели динамических погрешностей первого и второго рода.

Динамическая погрешность первого рода обуславливается изменениями параметров реального оператора $A_p[\cdot]$ преобразования, а динамическая погрешность второго рода — изменением измеряемой величины за время измерения.

Модель динамической погрешности первого рода можно получить из (6), приняв $\Delta x = 0$:

$$\varepsilon_{д1i} = \varepsilon_i^0 + \sum_{p=1}^n \left(\sum_{l=0}^{L-1} c_{pl} t_i^l \right) x^{p-1}, \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (8)$$

Для получения модели динамической погрешности второго рода достаточно предположить, что коэффициенты полинома (4) $\{c_{pq}\}$, $q=1,$

$2, \dots, L$ тождественно равны нулю. С учетом этого имеем

$$\varepsilon_{д2i} = \sum_{p=1}^n C_{po} \left[(x + i\Delta x)^{p-1} - x^{p-1} \right], \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (9)$$

Применив бином Ньютона к моделям (3) и (6), а также учитывая (7), последовательность (1) представим в виде

$$y_i = p_{n-1}(i) + p_{n+L-1}(i) + \varepsilon_i^0, \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (10)$$

Здесь $p_{n-1}(i) \equiv f_{\text{ном}}(x_i)$ и $V_{\text{th}}^p = V_{\text{th}}^n = V_{\text{th}}$ — полиномы дискретного времени i , имеющие порядки $n - 1$ и $n + L - 1$ соответственно.

Предлагаемый универсальный способ КФ сводится к реализации следующих этапов обработки последовательности (10) нескорректированных результатов измерений.

1. Получение конечных разностей порядка $n + L$ в целях подавления полиномов в правой части (10):

$$\{\Delta^{n+L} y_i\} = \{\Delta^{n+L} \varepsilon_i^0\}. \quad (11)$$

2. Восстановление последовательности $\{\varepsilon_i^0\}$ путем применения оператора многократного суммирования $\Sigma^{n+L}[\cdot]$ к последовательности (11):

$$\left\{ \sum^{n+L} [\Delta^{n+L} \varepsilon_i^0] \right\} = \{\varepsilon_i^0\}^*. \quad (12)$$

Здесь знак * указывает на то, что в результате получаются оценки последовательности $\{\varepsilon_i^0\}$.

3. Получение конечных разностей порядка n для последовательности (10):

$$\{\Delta^n y_i\} = \{\Delta^n p_{n+L-1}(i)\} + \{\Delta^n \varepsilon_i^0\}. \quad (13)$$

4. Восстановление последовательностей $\{p_{n+L-1}(i)\}$ и $\{\varepsilon_i^0\}$ из (13) с использованием оператора $\Sigma^n[\cdot]$:

$$\left\{ \sum^n [\Delta^n y_i] \right\} = \{p_{n+L-1}^{(i)}\}^* + \{\varepsilon_i^0\}^*. \quad (14)$$

5. Введение корректирующих поправок в последовательность (10):

$$\{y_i^*\} = \{y_i\} - \left\{ \sum^n [\Delta^n y_i] \right\} \equiv \{f_{\text{ном}}(x_i)\}^*, \quad (15)$$

т. е. подстановка (14) в выражение (15) дает последовательность $\{y_i^*\}$ скорректированных результатов цифровых динамических измерений физической величины x_i по номинальной функции

преобразования. Имея параметры этой функции, получим

$$\{x_i\}^* = F_{\text{НОМ}}^{-1}[\{y_i^*\}]. \quad (16)$$

В принципе, второй этап для целей коррекции погрешностей лишний, но этот этап введен для последующего статистического анализа случайной погрешности ИК. Для анализа прогрессирующей составляющей результирующей погрешности ИК достаточно выполнить преобразование вида

$$\{p_{n+L-1}\}^* = \left\{ \sum^n [\Delta^n y_i] \right\} - \left\{ \sum^{n+1} [\Delta^{n+1} \varepsilon_i^0] \right\}. \quad (17)$$

Очевидно, что к этой последовательности лучше применять анализ во временной области.

Таким образом, предлагаемый способ повышения точности является универсальным и эффективным для комплексного подавления практически всех составляющих погрешностей результатов цифровых динамических измерений $\{x_i\}$ в ИК в ходе выполнения цикла нескорректированных измерений с последующей КФ по описанному выше алгоритму.

Разработка самокорректирующегося измерительного канала

Рассмотрим принцип построения самокорректирующегося ИК, базирующегося на предложенном способе повышения точности результатов измерений.

Согласно модели (10) нескорректированных результатов цифровых измерений в СППН-САЦП, обобщенную блок-схему самокорректирующегося ИК представим в виде, показанном на рис. 1.

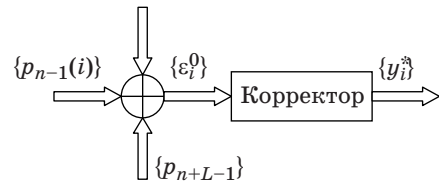
Назначением корректора является выделение из выходной последовательности $\{y_i\}$ полинома $\{p_{n-1}(i)\}$, соответствующего скорректированным результатам (3) цифровых динамических измерений последовательности $\{x_i\}$ физической величины $x(t)$.

Для лучшего понимания задачи синтеза корректора на рис. 2 его входные последовательности показаны отдельно.

В работе [13] применительно к синтезу дискретных систем управления с конечной памятью решена задача синтеза при помощи разностей r -го порядка входного сигнала. При этом полагается, что дискретная система находится под воз-



■ Рис. 1. Обобщенная блок-схема самокорректирующегося ИК



■ Рис. 2. Самокорректирующийся ИК с отдельными входами

действием управляющего $S(iT_0)$ и возмущающего $V(iT_0)$ сигналов, причем управляющий сигнал является суммой двух составляющих:

$$S(iT_0) = g(iT_0) + \varphi(iT_0), \quad (18)$$

где $g(iT_0)$ — медленно меняющаяся функция времени, которую можно представить в виде многочлена от iT_0 с конечным числом членов r , а $\varphi(iT_0)$ — случайная стационарная функция времени со средними значениями, равными нулю.

С целью привлечь к синтезу r -й конечной разности, автор работы [3] регулярную составляющую входного сигнала (18) представляет полиномом степени $r - 1$:

$$g(iT_0) = g(0) + (iT_0)g'(0) + \dots + \frac{(iT_0)^{r-1}}{(r-1)!} g^{(r-1)}(0). \quad (19)$$

С учетом этого сигнала суммарный входной сигнал системы имеет вид

$$y(iT_0) = \varphi(iT_0) + g(iT_0) + V(iT_0). \quad (20)$$

Здесь $V(iT_0)$ — возмущающий сигнал.

Далее от сигнала (20) берется r -я восходящая разность:

$$\Delta^r y(iT_0) = \Delta^r \varphi(iT_0) + \Delta^r V(iT_0). \quad (21)$$

Таким образом, в результате r -кратного применения операции взятия конечной разности в (20) полином полностью исключается, и получаемый сигнал (21) становится стационарным процессом с нулевым средним:

$$\overline{\Delta^r y(iT_0)} = 0. \quad (22)$$

Из формулы (22) видно, что коэффициенты полинома (19) не влияют на характеристики r -го приращения процесса (20). Поэтому эти коэффициенты могут быть известными или неизвестными, неслучайными коэффициентами или случайными величинами реализации другого процесса.

Последнее заключение имеет существенное значение при решении измерительных задач, для

которых всегда объем априорной информации о сигналах и шумах (погрешностях) сильно ограничен.

В нашем случае указанное выше положение применимо к коэффициентам полинома (6) прогрессирующей составляющей погрешности нескорректированного результата измерения.

Поэтому в решаемой нами задаче необходимо иметь представление о порядке полинома (6), что сравнительно легко реализуемо, если знать порядок полинома (3) номинальной функции преобразования и принять модель (2) как изменения измеряемой величины за цикл коррекции.

В работе [13] задача синтеза сводится к лучшему воспроизведению $\Delta^r \varphi(iT_0)$ дискретной системой управления, когда на входе ее присутствует смесь (21) двух случайных стационарных сигналов.

Решаемая нами задача синтеза корректора гораздо сложнее из-за наличия на его входе двух полиномов и стационарной случайной центрированной последовательности (см. рис. 2). Однако идея формирования корректором нового сигнала из входных последовательностей сигналов со стационарными приращениями весьма полезна для решения нами задачи синтеза. В силу наличия двух полиномов на входе корректора указанная выше процедура остационаривания будет использована нами неоднократно.

При разработке алгоритма универсального способа повышения точности было отмечено, что в силу разнообразия характеров компонентов модели (10) комплексное подавление погрешностей нескорректированного измерения может быть достигнуто выполнением ряда этапов коррекции.

Корректирующая фильтрация случайных погрешностей

Исходя из модели, рекомендуемой ГОСТ Р ИСО 5725, оценка случайной погрешности, которая сопровождает каждое измерение, имеет важное значение с точки зрения метрологической аттестации средства измерения. Поэтому разработаем процедуру оценки случайных погрешностей результатов нескорректированных измерений (10). Полученные оценки могут быть использованы далее как для задач метрологической аттестации СППН-САЦП, так и в целях КФ результатов измерений (10) в этом субтракте.

Обозначив $M = n + L$, модель (10) перепишем в виде

$$y_i = P_{n-1}(i) + P_{M-1}(i) + \varepsilon_i^0, \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (23)$$

Получим конечную разность порядка M из этой последовательности

$$\Delta^M Y_{M+q} = \Delta^M \varepsilon_{M+q}^0, \quad q = 0, 1, 2, \dots \quad (24)$$

Подвергнув (24) цифровой фильтрации, из последней последовательности получим

$$Z_{M+g} = \sum_{p=0}^M \mu_{p,g} \Delta^M Y_{M+g-p}, \quad g = 0, 1, \dots, M-1. \quad (25)$$

Здесь $\{\mu_{p,g}\}$ — последовательность коэффициентов цифрового фильтра.

Нетрудно показать, что при $\mu_0 = 1$ и

$$\mu_{p,g} = C_{M-1+q+p}^{M-1}, \quad p = 1, 2, \dots, M \quad (26)$$

последовательность (25) будет иметь вид

$$Z_{M+g} = \varepsilon_{M+g}^0 - \sum_{p=1}^M C_{M-1+g+p}^{M-1} \Delta^M \varepsilon_{M-p}^0, \quad g = 0, 1, \dots, (M-1). \quad (27)$$

Здесь C_α^β — сочетание из α по β .

Далее из массива (27) сформируем систему алгебраических уравнений

$$R_{M+g} = \sum_{V=0}^g Z_{M+V} + \sum_{l=0}^{M-1} \Delta^M \varepsilon_l^0 - \sum_{l=0}^{M-1} \varepsilon_l^0, \quad g = 0, 1, \dots, M-1. \quad (28)$$

Подставив (27) в (28), систему алгебраических уравнений представим в виде

$$R_{M+g} = \sum_{l=0}^{M+V} \varepsilon_l^0 - \sum_{V=0}^g \sum_{p=1}^M C_{M-1+V+p}^{M-1} \Delta^M \varepsilon_{M-p}^0 - \sum_{l=0}^{M-1} \varepsilon_l^0, \quad g = 0, 1, \dots, M-1. \quad (29)$$

Поскольку последовательность $\{\varepsilon_i^0\}$ центрированная, с учетом (22) систему алгебраических уравнений окончательно приведем к виду

$$R_{M+g} = - \sum_{V=0}^g \sum_{P=1}^M C_{M-1+V+P}^{M-1} \Delta^M \varepsilon_{M-P}^0 - \sum_{l=0}^{M-1} \varepsilon_l^0, \quad g = 0, 1, \dots, (M-1). \quad (30)$$

Эта система содержит M неизвестных, т. е. $\varepsilon_0^0, \varepsilon_1^0, \dots, \varepsilon_{M-1}^0$, и M уравнений. Поэтому в результате совместного решения этих уравнений получаем оценку случайных погрешностей последовательности нескорректированных измерений y_0, y_1, \dots, y_{M-1} .

Для получения оценок случайных погрешностей последовательности $y_M, y_{M+1}, \dots, y_{2M-1}$ нескорректированных измерений достаточно после-

довательность оценок $\varepsilon_0^0, \varepsilon_1^0, \dots, \varepsilon_{M-1}^0$ подставить в формулу (27), в результате чего имеем

$$\varepsilon_{M+g}^0 = Z_{M+g} + \sum_{P=1}^M C_{M-1+g+P}^{M-1} \Delta^M \varepsilon_{M-P}^0, \quad g = 0, 1, 2, \dots, (M-1). \quad (31)$$

Таким образом, мы сформировали массив оценок $\{\varepsilon_i^0\}$ случайных погрешностей $2M-1$ нескорректированных результатов измерений в СППН-САЦП. Для получения на выходе корректора соответствующей последовательности скорректированных по случайным погрешностям результатов измерений достаточно ввести поправку в (23):

$$\{y_i^*\} = \{y_i\} - \{\varepsilon_i^0\}^*. \quad (32)$$

С учетом (23) из последнего выражения получим

$$y_i^* = P_{n-1}(i) + P_{M-1}(i), \quad i = 0, 1, 2, \dots, (M-1). \quad (33)$$

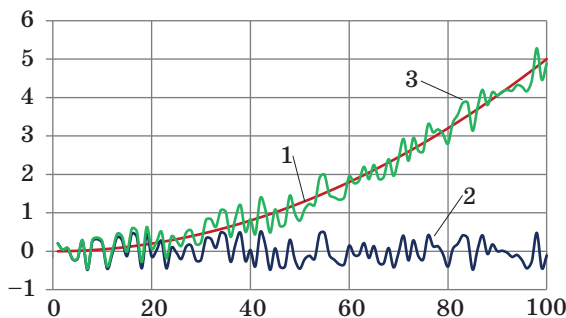
Описанный выше алгоритм КФ случайных погрешностей результатов нескорректированных измерений в СППН-САЦП был реализован с помощью имитационного моделирования с использованием программного пакета MatLab-7.12.

В результате проведенных экспериментов установлена достаточно высокая эффективность разработанного универсального способа повышения точности относительно подавления случайных погрешностей.

В ходе эксперимента в качестве полинома $P_{n-1}(i)$ номинальной функции преобразования (ФП) сгенерирована функция

$$P_{n-1}(i) = b_0 + b_1 i + b_2 i^2, \quad (34)$$

а в качестве случайного шума $\{\varepsilon_i^0\}$ с помощью генератора случайных чисел генерировался цен-



■ **Рис. 3.** Результаты имитационного моделирования: 1 — восстановленный сигнал; 2 — выделенный шум; 3 — измерительный сигнал

трированный шум в 100 точках дискретного времени. КФ осуществлялась с привлечением конечных разностей третьего порядка.

Результаты эксперимента отражены на рис. 3. Они показывают хорошую воспроизводимость номинальной ФП, т. е. тренда. В ходе эксперимента установлено, что дисперсия остаточной случайной погрешности скорректированных измерений составляет 0,02.

Корректирующая фильтрация систематических погрешностей

Теперь рассмотрим корректирующую фильтрацию последовательности $\{P_{M-1}(i)\}$, характеризующую систематическую погрешность скорректированных (относительно случайной погрешности) результатов (33) цифровых измерений величины $x(t)$.

Учитывая условие обнуления полинома $(M-1)$ -й степени конечной разностью M -го порядка

$$\Delta^M P_{M-1}(i) = 0,$$

получаем

$$P_{M-1}(i) = -\sum_{k=1}^M (-1)^k C_M^k P_{M-1}(i-k), \quad i = 0, 1, \dots \quad (35)$$

Заменив второе слагаемое в (33) правой частью равенства (35), имеем

$$y_i^* = P_{n-1}(i) - \sum_{k=1}^M (-1)^k C_M^k P_{M-1}(i-k), \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (36)$$

Получив конечную разность n -го порядка из последовательности (33), напомним

$$\Delta^n y_i^* = \Delta^n P_{M-1}(i). \quad (37)$$

Преобразуя равенство (37), с учетом того, что

$$\Delta^n P_{M-1}(i) = P_{M-1}(i) - \sum_{v=1}^n (-1)^v C_n^v P_{M-1}(i-v),$$

корректирующую поправку представим в виде

$$\Delta^n y_i^* = P_{M-1}(i) - \sum_{v=1}^n (-1)^v C_n^v P_{M-1}(i-v). \quad (38)$$

Введя корректирующую поправку (38) в результаты предварительно скорректированных измерений (33), имеем

$$y_i^{**} = y_i^* - \Delta^n y_i^*. \quad (39)$$

С учетом (38) из выражения (39) получаем последовательность скорректированных результатов динамических измерений:

$$y_i^{**} = P_{n-1}(i) + \sum_{v=1}^n (-1)^v C_n^v P_{M-1}(i-v), \quad i = 0, 1, \dots \quad (40)$$

При сравнении (40) с выражением (36) видим, что эффективность предлагаемого способа корректирующей фильтрации в среднеквадратическом смысле зависит от того, насколько мощность последовательности (35) превышает мощность последовательности

$$P_v(i) = \sum_{v=1}^n (-1)^v C_n^v P_{M-1}(i-v), \quad i = 0, 1, \dots \quad (41)$$

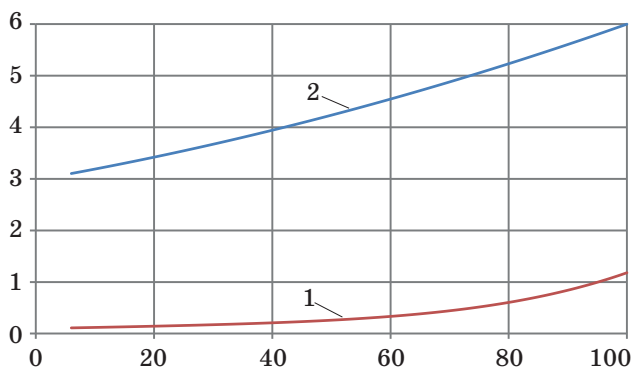
Эффективность корректирующей фильтрации применительно к одиночным измерениям может быть определена разностью

$$\gamma(i) = P_{M-1}(i) - P_v(i), \quad i = 0, 1, \dots \quad (42)$$

Здесь $P_{M-1}(i)$ — систематическая погрешность предварительно скорректированных результатов (33) цифровых динамических измерений; $P_v(i)$ — остаточная систематическая погрешность результатов (40) окончательно скорректированных цифровых динамических измерений.

Другой подход к оценке эффективности подавления прогрессирующей систематической погрешности предложенным способом заключается в следующем.

Поскольку систематическая погрешность предварительного скорректированного результата измерения определяется из (35), окончательно скорректированного выражением (41), определим коэффициент относительного подавления



■ Рис. 4. Исходные данные имитационного моделирования: 1 — систематическая погрешность; 2 — тренд

систематической погрешности в следующем виде:

$$\eta_i = \frac{P_{M-1}(i)}{P_v(i)}. \quad (43)$$

С учетом выражений (35) и (41) выражение для коэффициента подавления принимает вид

$$\eta_i = \frac{\sum_{k=1}^M (-1)^k C_M^k P_{M-1}(i-k)}{\sum_{v=1}^n (-1)^v C_n^v P_{M-1}(i-v)}. \quad (44)$$

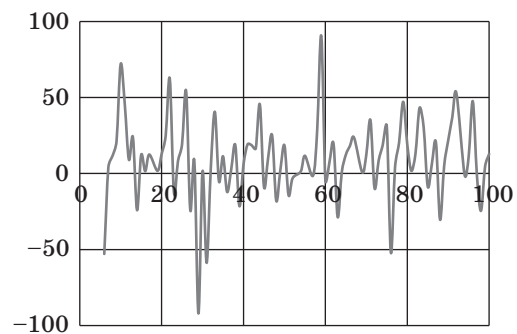
Эффективность предложенной методики подавления систематической погрешности была проверена экспериментально имитационным моделированием в программной среде MatLab-7.12 на примере полиномов второго и пятого порядков следующего вида:

$$P_{n-1}(i) = x^2(i) + 2x(i) + 3;$$

$$P_{M-1}(i) = 0,5x^5(i) + 0,25x^4(i) + 0,01x^3(i) + 0,12x^2(i) + 0,2x(i) + 0,1.$$

Исходные данные для расчетов приведены на рис. 4, а результаты вычислений η для 100 точек дискретного времени — на рис. 5. Как видно из этих рисунков, коэффициент подавления зависит от времени и для большинства точек измерения превышает единицу, достигая в отдельных точках достаточно существенных значений. На основе экспериментальных данных рассчитаны значения коэффициентов подавления для различных отсчетов систематической погрешности (таблица).

Приведенные цифры говорят о значительной эффективности подавления прогрессирующей систематической погрешности (на основе анализа поведения последовательностей $P_{M-1}(i)$ и $P_v(i)$ во времени).



■ Рис. 5. Зависимость коэффициента подавления систематической погрешности от времени

■ Значения коэффициентов подавления систематической погрешности

№ отсчета	Коэффициент подавления	№ отсчета	Коэффициент подавления	№ отсчета	Коэффициент подавления
6,00	-52,92	35,00	11,34	67,00	23,62
7,00	4,05	36,00	-12,18	69,00	0,80
8,00	11,47	37,00	2,64	70,00	12,45
9,00	21,31	38,00	18,70	71,00	35,14
10,00	71,90	39,00	-21,46	72,00	-9,62
11,00	45,95	40,00	5,83	73,00	8,35
12,00	9,19	41,00	19,14	74,00	18,54
13,00	23,79	42,00	18,58	75,00	30,89
14,00	-24,10	43,00	16,47	76,00	-52,14
15,00	12,07	44,00	45,45	77,00	3,65
16,00	1,47	45,00	-8,79	78,00	20,30
17,00	12,49	46,00	9,96	79,00	47,19
19,00	1,73	47,00	25,05	80,00	19,10
20,00	12,71	48,00	-17,91	81,00	1,72
21,00	24,79	49,00	2,15	82,00	12,95
22,00	62,43	50,00	18,53	83,00	43,17
23,00	-12,14	51,00	-14,22	84,00	30,45
24,00	8,19	52,00	-3,11	85,00	-8,60
25,00	19,24	54,00	1,39	86,00	6,18
26,00	54,02	55,00	11,67	87,00	20,42
27,00	-24,04	57,00	-1,38	88,00	-30,37
28,00	7,94	58,00	28,59	89,00	4,81
29,00	-92,08	59,00	90,46	90,00	21,84
30,00	1,45	60,00	-4,41	91,00	37,02
31,00	-58,81	61,00	7,53	92,00	52,77
32,00	2,53	62,00	19,41	94,00	-0,81
33,00	40,59	63,00	-28,67	95,00	11,28
34,00	-5,09	64,00	0,71	96,00	47,54
35,00	11,34	65,00	12,34	97,00	-0,84
		66,00	18,13	98,00	-24,58
				99,00	4,56
				100,00	12,83

Заключение

Результаты компьютерного моделирования показали эффективность предложенной методики, суть которой сводится к применению ко-

нечных разностей для устранения случайных составляющих погрешности, а затем с помощью применения оператора конечной суммы — извлечению тренда, т. е. полезной составляющей измерительного сигнала из отфильтрованной смеси.

Литература

1. Верник С. М. Повышение точности измерений в технике связи. — М.: Радио и связь, 2013. — 202 с.
2. William R. Acton. Improved System of actual Measurement. — Book on Demand Ltd., USA, 2014. — 45 p.
3. Rusty Allred. Digital Filters for Everyone. — Creative Arts & Sciences House, USA, 2013. — 1192 p.
4. Alan S. Morris, Reza Langari. Measurement and Instrumentation. — Elsevier, USA, 2011. — 582 p.
5. Ifan Hughes, Thomas Hase. Measurements and their Uncertainties. — Oxford, UK, 2010. — 134 p.
6. Semyon G. Rabinovich. Measurement Errors and Uncertainties. — Springer, 2010. — 312 p.
7. Philip Bevington, D. Keith Robinson. Data Reduction and Error Analysis for the Physical Sciences. — N. Y.: McGraw-Hill Higher Education, 2009. — 314 p.

8. Semyon G. Rabinovich. Evaluating Measurement Accuracy. — Springer, 2009. — 313 p.
9. John R. Taylor. An Introduction to Error Analysis: The Study of Uncertainties in Physical Measurements. — USB, California, 1997. — 324 p.
10. Aldert Van Der Ziel. Noise in Measurements. — John Wiley & Sons Inc., 1976. — 240 p.
11. Абдуллаев И. М. Анализ и синтез комплексов оптимального преобразования и цифровой обработки

непрерывных сигналов в ИИС: дис. ... д-ра техн. наук. — Баку, 1992. — 280 с.

12. Абдуллаев И. М., Аллаhverдиева Н. Р. Корректирующая фильтрация в средствах измерения. — Баку: Чашыюглу, 2005. — 181 с.
13. Кузин Л. Т. Расчет и проектирование дискретных систем управления. — М.: Машгиз, 1962. — 683 с.

UDC 681.32; 621.372.54

Development of a Method for Improving the Accuracy of the Measuring Channel

Allakhverdiyeva N. R.^a, PhD, Associate Professor, nailaallahverdiyeva@yahoo.com

^aBaku Higher Oil School, 30, Khodjali St., AZE1025, Baku, Azerbaijan

Purpose: An analysis of the known methods of increasing accuracy of digital dynamic measurement results of continuous physical values from the perspective of correcting filtration shows narrowcasting of these methods towards suppression of certain components of a resulting error (hereditary, i.e. accumulated in links of a measurement chain, instrumental, and methodical error) of a measuring channel. Consequently, there is a need to develop a universal method of increasing accuracy of dynamic measurement results in a digital measuring channel. **Results:** There has been elaborated a universal method of increasing accuracy of a measuring channel where universality implies its relevance to characters, places of appearance and background of error components of measurement results. The essence of the proposed method is use of finite differences to eliminate random error components in a measurement signal and subsequent application of an operator of finite sum for retrieval of a trend, i.e. a useful component of a measurement signal from a filtered mixture. The experiments resulted in defining sufficiently high efficiency of the developed universal method of increasing accuracy with respect to suppression of both random and systematic error components. **Practical relevance:** The proposed method of decreasing various types of errors can be applied for dynamic measurements almost of all types of signals.

Keywords — Measurement Error, Random Error, Regular Error, Systematic Measurement, Dynamic Measurement, Measurement Channel, Filtering, Averaging, Finite Sum, Trend.

References

1. Vernik S. M. *Povyshenie tochnosti izmerenij v tehnike svyazi* [Increasing the Accuracy of Measurements in Communications Technology]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 2013. 202 p. (In Russian).
2. William R. Acton. *Improved System of Actual Measurement*. Book on Demand Ltd., USA, 2014. 45 p.
3. Rusty Allred. *Digital Filters for Everyone*. Creative Arts & Sciences House, USA, 2013. 1192 p.
4. Alan S. Morris, Reza Langari. *Measurement and Instrumentation*. Elsevier, USA, 2011. 582 p.
5. Ifan Hughes, Thomas Hase. *Measurements and their Uncertainties*. Oxford, UK, 2010. 134 p.
6. Semyon G. Rabinovich. *Measurement Errors and Uncertainties*. Springer, USA, 2010. 312 p.
7. Philip Bevington, D. Keith Robinson. *Data Reduction and Error Analysis for the Physical Sciences*. New York, McGraw-Hill Higher Education, 2009. 314 p.
8. Semyon G. Rabinovich. Evaluating Measurement Accuracy. Springer, 2009. 313 p.
9. John R. Taylor. *An Introduction to Error Analysis: The Study of Uncertainties in Physical Measurements*. University Science Books, California, 1997. 324 p.
10. Aldert Van Der Ziel. *Noise in Measurements*. John Wiley & Sons Inc., 1976. 240 p.
11. Abdullayev I. M. *Analiz i sintez kompleksov optimal'nogo preobrazovaniya i cifrovoj obrabotki nepreryvnyh signalov v IIS*. Dis. dokt. texn. nauk [Analysis and Synthesis of Complexes of Optimal Conversion and Digital Processing of Continuous Signals in IMS. Dr. tech. sci. diss.]. Baku, 1992. 280 p. (In Russian).
12. Abdullayev I. M., Allakhverdiyeva N. R. *Korrektirujushhaja fil'tracija v sredstvax izmerenija* [Correcting Filtration in Measurement Systems]. Baku, Chashioglu Publ., 2005. 181 p. (In Russian).
13. Kuzin L. T. *Raschet i proektirovanie diskretnyh sistem upravlenija* [Calculation and Design of Discrete Control Systems]. Moscow, Mashgiz Publ., 1962. 683 p. (In Russian).

УДК 004.9; 007.51

СИНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ПОДХОД К УПРАВЛЕНИЮ УЧЕБНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТЬЮ В ВЕРБАЛЬНЫХ ПРОБЛЕМНЫХ СРЕДАХ

П. П. Дьячук^а, канд. физ.-мат. наук, профессор

Д. А. Логинов^а, аспирант

С. А. Карабалыков^а, инженер-программист

^аКрасноярский государственный педагогический университет им. В. П. Астафьева, Красноярск, РФ

Цель: разработка динамической информационной системы управления учебной деятельностью, обеспечивающей повышение эффективности научения решению вербальных задач на основе синергетического подхода. **Методы:** автоматизация сбора, обработки и анализа информации об учебной деятельности в вербальных проблемных средах; поддержка принятия решений обучающимися методами актиограмм, коррекции или отмены («ликвидации») неправильных действий; самосогласованное регулирование петель обратной связи, инициирующее последовательность устойчивых и неустойчивых состояний обучающегося. **Результаты:** разработан синергетический подход к управлению учебной деятельностью, позволяющий создавать неустойчивые состояния обучающихся, которые приводят к самоорганизации учебной деятельности и генерации информации. Сформулирована задача управления процессом эволюции развития учебной деятельности и приведено ее решение в виде двухконтурной системы взаимодействующих петель обратной связи оперативного и стратегического управления. Рассмотрены управляющие воздействия вербальной проблемной среды в виде корректора и ликвидатора неправильных действий, позволяющие обучающемуся независимо от количества совершенных ошибок получать правильные тексты диктантов. Предложен метод актиограмм, который графически отображает деятельность обучающегося в режиме реального времени и позволяет выявить ее индивидуальные особенности. **Практическая значимость:** предложенная двухконтурная система управления учебной деятельностью в вербальных проблемных средах позволяет повысить эффективность учебной деятельности вследствие увеличения ее продуктивной составляющей; обеспечить достижение оперативных целей учебной деятельности, состоящих в написании безошибочного текста диктанта независимо от уровня подготовки обучающихся; расширить диагностические возможности обучающей системы и обеспечить индивидуализацию обучения.

Ключевые слова — информация, принципы синергетики, стратегические и оперативные цели, актиограмма, гомеостаз, бинарное взаимодействие, учебная деятельность, неустойчивость, самоорганизация, уровни самостоятельности.

Введение

В основу современного подхода к созданию компьютерных обучающих систем (КОС) заложено представление об адаптации обучающей системы к обучаемому. При этом обучаемый рассматривается как сложный объект, управление которым основано на итеративном процессе построения модели обучаемого и выработке соответствующих управляющих воздействий. Данные для построения модели обучаемого КОС [1] получает в режиме реального времени из записи информации о учебной деятельности обучаемого. Причем модель обучаемого в процессе обучения изменяется, так что его психофизиологический портрет становится все более и более полным и точным. Это позволяет индивидуализировать процесс обучения и обеспечить устойчивость и стабильность развития обучающегося.

Научение в процессуальном аспекте [2] необходимо рассматривать как эволюционный процесс, который наряду с устойчивыми, стабильными периодами развития содержит синергетические эффекты — бифуркации — неустойчивые состояния обучающегося. Неустойчивость является необходимым условием для генерации информации, и, как следствие этого, в процессе обучения

происходит самоорганизация учебной деятельности обучающихся [4]. На важность учета самоорганизации учебной деятельности обучающихся и, соответственно, увеличения продуктивной составляющей обучения указано в работах, посвященных проблемам разработки компьютерных обучающих систем [1, 5]. Создание КОС на основе принципов синергетики позволит использовать неустойчивые состояния обучающихся для организации продуктивной деятельности. В настоящей работе реализуется синергетический подход к управлению учебной деятельностью, в котором эволюция развития обучающегося реализуется как устойчивую, так и неустойчивую фазы развития.

Синергетические принципы

Фазе стабильного функционирования обучающегося отвечают два принципа: 1) гомеостатичности и 2) иерархичности. Устойчивая или стабильная фаза развития, наиболее протяженная во времени, регулируется гомеостатическими механизмами. Гомеостаз — это поддержание программы функционирования системы обучения в некоторых рамках, позволяющих ей следовать к своей цели. При этом от цели-эталона-идеала обучаемый получает корректирующие сигналы,

содействующие обучающемуся в достижении целей обучения. В адаптивных компьютерных обучающих системах эта корректировка осуществляется в процессе создания модели обучаемого и соответствующей адаптации обучающей системы к индивидуальным характеристикам обучаемого [1, 5]. Корректировка модели обучаемого осуществляется за счет отрицательных обратных связей, подавляющих любое отклонение в поведении обучаемого.

Второй принцип фазы стабильного функционирования обучаемой системы соответствует иерархичности структуры системы действий обучающегося. Например, в иерархии структур деятельности самому нижнему уровню отвечает структура учебных действий, реализованных методом проб и ошибок. Этой структуре отвечают последовательность действий — проб, и если действия-пробы правильные, то, вероятнее всего, следующие действия будут те же самые. Если совершенные действия неправильные (ошибки), то следующие действия, скорее всего, будут другими действиями-пробами. Следующая в иерархии структур системы действий будет структура, отвечающая последовательностям действий одинакового типа (структура выборочных действий, определяющих достижение промежуточных целей). Важным свойством иерархичности структур системы действий является невозможность полной редукции, сведения свойств структур более сложных иерархических уровней к языку более простых уровней системы.

Фаза трансформации (самоорганизации) учебной деятельности, обновления системы действий обучающегося характеризуется принципами становления, включающими нелинейность, неустойчивость, незамкнутость, динамическую иерархичность (эмерджентность), наблюдаемость [3, 6]. В процессе трансформации обучающийся входит в креативную, хаотическую фазу в соответствии с принципами самоорганизации (становления).

Хаотическая фаза обусловлена неустойчивым состоянием обучающегося, имеющим внутренний характер. Неустойчивость состояния обучающегося можно инициировать, изменяя условия его учебной деятельности, например: а) вводя ограничения ресурсов (времени или объема работ); б) изменяя постановку задач и их сложность; в) изменяя соотношение между внешней и внутренней информацией; г) увеличивая неопределенность параметров проблемной среды и т. п.

Согласно работе [3], условиями генерации информации обучающимся являются:

- 1) наличие тезауруса или базовых знаний о предметной области или проблемной среде;
- 2) необходимость перевода информации с языка одной семиотической системы знаков на язык другой семиотической системы знаков;

- 3) неустойчивость состояний обучающихся, обусловленная необходимостью поиска решения задач или проблем в условиях неопределенности проблемных сред.

Вербальная проблемная среда «Диктант»

Проблемная среда — это совокупность условий, выполнение которых необходимо и достаточно для поиска обучающимися решения задач или проблем [7]. Условия включают:

- 1) пространство состояний задачи, состоящее из объектов и поля деятельности;
- 2) функцию ближайшего приемника, отображенную на интерфейсе множеством кнопок действий или операций, позволяющих переходить из одного состояния задачи в другое;
- 3) датчики полубинарного (информационного) взаимодействия проблемной среды с обучающимся: «расстояние до цели», актиограммы, уровни самостоятельности;
- 4) механизмы бинарного взаимодействия проблемной среды с обучающимся — корректор и ликвидатор неправильных действий.

Неопределенность проблемной среды задается множеством факторов, включая случайность параметров задач, случайный характер взаимодействий проблемной среды и обучающихся, сложность задачи, недостаточность тезауруса или внешних информационных подкреплений и т. п.

Интерфейс вербальной проблемной среды «Диктант» (рис. 1) содержит: меню выбора диктанта 1; поле ввода диктанта 2; индикатор уровня самостоятельности 3; кнопки управления аудиодиктантом 4; поле набранного диктанта 5, актиограмму или траекторию деятельности обучающегося и управляющего устройства 6.

В меню выбора диктанта открывается стандартное окно открытия файла Windows. Диктант должен быть в текстовом формате txt и не содер-



■ Рис. 1. Интерфейс вербальной проблемной среды «Диктант»

жать ошибок, двойных пробелов между словами или знаками препинания. Преподаватель может самостоятельно создавать базу нужных ему диктантов.

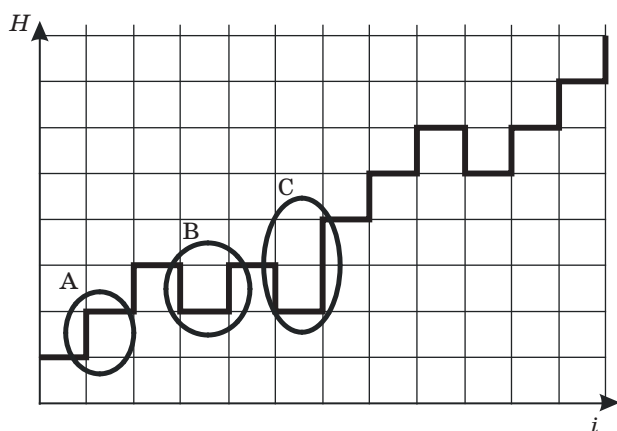
Учебная деятельность обучающегося в вербальной проблемной среде «Диктант» построена следующим образом: обучающийся (испытуемый) прослушивает звуковой фрагмент диктанта и производит действие А, записывая его в поле ввода. Действие А сложное и представляет собой фрагмент текста от пробела до следующего пробела. При нажатии на «пробел» содержимое поля ввода фрагмента текста сверяется с текстом диктанта. Если набранный фрагмент текста не совпадает с образцом, то управляющее устройство либо исправляет ошибку в фрагменте текста и переводит его в поле набираемого диктанта, либо через «ликвидатор» стирает фрагмент с ошибкой из поля ввода, и обучающийся обязан повторить его ввод.

Запомненные во внешней памяти данные о деятельности системы обучения обрабатываются и представляются в интерфейсе в виде актиограмм. Актиограмма — график деятельности человека + управляющего устройства (actio — действие) [7]. В актиограмме (рис. 2) отображены действия испытуемого и управляющего устройства:

А — обучающийся выполнил действие (набрал слово), и оно оказалось верным, поэтому было переведено в поле текста диктанта;

В — обучающийся выполнил действие (набрал слово) и сделал ошибку, управляющее устройство удалило (ликвидировало) слово из поля ввода и ожидает повторного набора этого же слова;

С — обучающийся выполнил действие, и оно оказалось неправильным. Управляющее устройство удаляет слово с ошибкой из поля ввода, а затем вставляет в поле ввода исправленное слово.



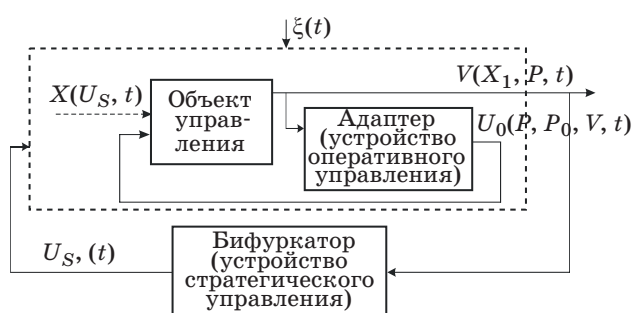
■ **Рис. 2.** Актиограмма деятельности автоматической системы управления (ось i задает номер действий обучающегося и системы управления, ось H — результат деятельности обучающегося и системы управления)

Для перевода исправленного слова в текст диктанта обучающийся должен нажать клавишу «пробел».

Длинная горизонтальная линия на поле актиограммы (см. рис. 1) показывает окончание диктанта. Когда актиограмма коснется этой линии, диктант закончится. Актиограмма позволяет обучающемуся прогнозировать деятельность в будущем, анализировать ее в прошлом и оценивать в настоящем. По завершении диктанта система вычисляет уровень самостоятельности по 10-балльной шкале, и обучающийся снова пишет диктант. Диктант считается пройденным только в том случае, если испытуемый 2 раза подряд «закончил» 10-й уровень.

Двухконтурная система управления учебной деятельностью

В процессе итеративного научения можно выделить оперативную и стратегическую цели. Оперативная цель состоит в решении текущей задачи. Это краткосрочная цель, при достижении которой можно принять допущение постоянства проблемной среды и ее взаимодействия с обучающимся. В нашем случае оперативной целью является написание диктанта в условиях заданной интенсивности взаимодействия проблемной среды и обучающегося. Интенсивность обратной связи между проблемной средой и обучающимся характеризует уровень самостоятельности учебной деятельности. В предлагаемой компьютерной системе управления учебной деятельностью таких уровней 10. На первом уровне суммарный коэффициент обратной связи [8] равен 1, т. е. прямая и обратная связь функционируют непрерывно в режиме реального времени. По мере научения потребность обучающихся в управляющих воздействиях уменьшается. Поэтому суммарный коэффициент обратной связи уменьшается до нуля по достижении полной самостоятельности или автономности деятельности обучающегося [8]. Таким образом, стратегической целью учебной деятельности обучающегося является достижение 10-го уровня. На рис. 3 оперативное управление



■ **Рис. 3.** Общая схема системы управления учебной деятельностью

учебной деятельностью реализуется адаптером в малой петле обратной связи регулирования текущего задания. Контур оперативного управления включает адаптер, который выполняет функцию слежения за рассогласованием между текущим и целевым состояниями решения задачи и обеспечивает стабильное функционирование обучающей системы, которое выражается в тексте диктанта, написанного без ошибок автоматической системой управления (АСУ), включающей в себя обучающегося и управляющий центр.

Это достигается за счет бинарного взаимодействия проблемной среды с обучающимся, которое состоит в активных действиях адаптера по отмене (ликвидации) или коррекции (исправлению) ошибок.

Контур стратегического управления формирует режим функционирования контура оперативного управления, который задается относительной частотой подключения корректора, уменьшающейся с увеличением относительной доли правильных действий и увеличивающейся с уменьшением относительной доли правильных действий. Ликвидатор и актиограф подключены постоянно.

Следуя работе [8], задачу двухконтурного управления учебной деятельностью обучающегося в проблемной среде можно представить в виде

$$Q(U_v, U_I) \rightarrow \min_{U_v \in E_{U_v}} \min_{U_I \in E_{U_I U_v}} \Rightarrow U_v^*, U_I^*,$$

где E_{U_v} — множество допустимых структур системы действий U_v ; $E_{U_I U_v}$ — множество допустимых параметров U_I , соответствующих структуре, определяемой U_v ; U_v^* — оптимальная структура действий; U_I^* — оптимальные параметры этой структуры.

Управляющие воздействия U представлены в виде $U = \langle U_S, U_A \rangle$. Стратегическое управление U_S является мягким управлением и носит мотивационный характер. Оно дает информацию о значении уровня самостоятельности действий обучающегося. Функция уровня самостоятельности U_S^i учебной деятельности обучающегося при i -м выполнении задания определяется результатами деятельности обучающегося при выполнении $I - 1$ -го задания:

$$I_{i-1} = 1 - H(p_{i-1}) \text{ при } p_{i-1} \geq 0,5;$$

$$I_{i-1} = 0 \text{ при } p_{i-1} < 0,5,$$

где $H_{i-1} = -p_{i-1} \log_2 p_{i-1} - (1 - p_{i-1}) \log_2 (1 - p_{i-1})$ — информационная энтропия действий обучающегося; p_{i-1} — относительная частота правильных действий при $i - 1$ -м выполнении задания по написанию текста.

Величина I_{i-1} изменяется от 0 до 1. На экране дисплея значение I_{i-1} (см. рис. 1) отображается датчиками 10 уровней самостоятельности деятельности обучающегося. Номер датчика U_S^i , показывающего уровень самостоятельности при i -м написании диктанта, определяется выражением

$$U_S^i = 1 + \text{INT}(10I_{i-1}),$$

где $U_S = 1, 2, 3, \dots, 9, 10$.

При $U_S = 1$ $\text{INT}(I) = 0$ этот уровень соответствует $p \leq 0,5$; при $U_S = 10$ $p_i \rightarrow 1$. Номер датчика U_S^i изменяется только по завершении очередного периода учебной деятельности обучающегося.

Оперативные управляющие взаимодействия проблемных сред с обучающимися U_A включают, как уже говорилось, активные действия управляющего устройства. К ним относятся действия коррекции (исправления) и действия ликвидации (отмены) неправильных действий. В предлагаемой модели оперативного управления вначале принимается решение о подключении корректора. Если событие «подключение корректора» произошло, то неправильное действие исправляется, а если событие «подключение корректора» не произошло, то неправильное действие отменяется ликвидатором. При этом обучающемуся предлагается вновь выполнить это действие. Вся деятельность системы управления, включая действия обучающегося и управляющего устройства, отображается на интерфейсе актиограммой (см. рис. 1).

Для научения самым эффективным является режим случайных подключений корректора. Вероятность подключения корректора при выполнении i -го задания зависит от результатов деятельности обучающегося при выполнении $i - 1$ -го задания и определяется формулами:

$$\text{при } U_S = 1$$

$$P_i (\text{корректор подключен}) = 1;$$

$$\text{при } U_S > 1$$

$$P_i (\text{корректор подключен}) = 1, \text{ если } p_{i-1} < q \leq 1;$$

$$P_i (\text{корректор не подключен}) = 0, \text{ если } 0 \leq q \leq p_{i-1}.$$

Здесь q — случайное число, сгенерированное в интервале от 0 до 1.

По мере научения p_i стремится к 1 и, соответственно, вероятность подключения корректора стремится к нулю. Управляющие воздействия U_A представляют собой случайные события в случае корректора и опосредованно случайные для ликвидатора. Ликвидатор подключен с вероятностью

$$P_i (\text{ликвидатор подключен}) = 1, \text{ если } 0 \leq q \leq p_{i-1},$$

где q — случайное число, сгенерированное в интервале от 0 до 1.

Экспериментальная часть

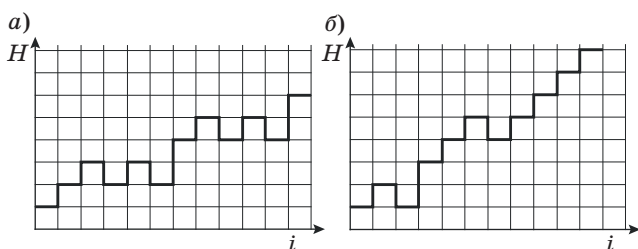
В эксперименте по написанию диктанта участвовали 49 студентов Института математики, физики и информатики Красноярского государственного педагогического университета им. В. П. Астафьева. Каждый испытуемый должен был научиться писать достаточно сложный текст диктанта без ошибок.

Все действия испытуемого и управляющего центра записываются в файл протокола. Формализованная и сохраненная информация об учебной деятельности обучающегося и деятельности управляющего центра позволяет проводить анализ деятельности обучающихся при помощи специально разработанной компьютерной программы обработки протоколов деятельности.

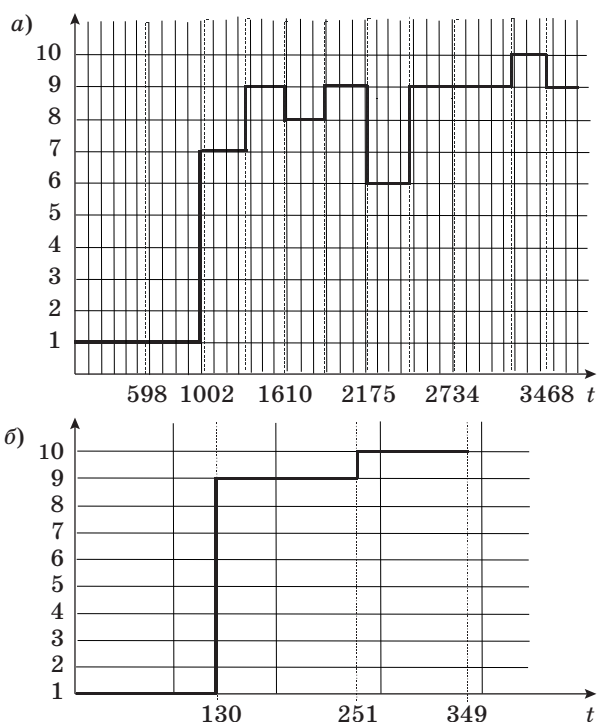
Во время написания диктанта испытуемые ориентируются по актиограмме деятельности, которая дает обучающемуся информацию о том, как осуществлялась деятельность в прошлом и осуществляется в настоящем. Помимо этого, обучающийся может получить информацию о расстоянии до цели. Когда диктант будет выполнен, график деятельности системы автоматического управления дойдет до горизонтальной черты, показывающей окончание диктанта. В ходе эксперимента были выявлены люди с разным уровнем обучаемости. На рис. 4, а, б представлены актиограммы деятельности АСУ для обучающегося с низким уровнем обучаемости.

График функции уровней самостоятельности испытуемого с низкой обучаемостью представлен на рис. 5, а. Из графика видно, что при написании диктанта обучающийся за 12 попыток всего лишь однажды добрался до 10-го уровня (выполнил диктант без ошибок). В итоге, на 13-й попытке он отказался от продолжения. Отсюда можно сделать вывод, что испытуемый плохо запоминает и не анализирует свои ошибки.

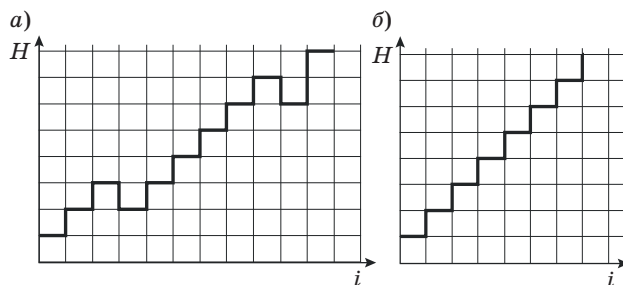
Но, не смотря на это, обучающийся обладает огромным терпением и усидчивостью, потому как написал диктант 12 раз, хотя подавляющее большинство испытуемых отказывались от продолжения уже на 6-й попытке. На рис. 6, а, б представлены актиограммы деятельности испы-



■ **Рис. 4.** Актиограммы деятельности АСУ для обучающегося с низким уровнем обучаемости в начале (а) и в конце (б) обучения



■ **Рис. 5.** График функции уровней самостоятельности обучающегося с низким (а) и высоким (б) уровнем обучаемости в зависимости от времени



■ **Рис. 6.** Актиограммы деятельности АСУ для обучающегося с высоким уровнем обучаемости в начале (а) и в конце (б) обучения

туемого, который справился с заданием с третьей попытки.

Это говорит именно о высоком уровне обучаемости (см. рис. 5, а), а не о изначально отличных знаниях русского языка, так как на первой попытке было допущено много ошибок, однако на второй и третьей ошибок уже не было. При этом затрачено было около 6 мин.

Переход обучающегося с 1-го уровня самостоятельности на 9-й уровень приводит к изменению условий его работы, так как корректор практически не подключен. Несмотря на успешную учебную деятельность, внешние проявления которой мы наблюдаем, неустойчивость состояния обучающегося может отражаться на его внутренней

умственной деятельности. Это состояние может быть зафиксировано методом кожно-гальванической реакции [1].

Заключение

Процессуальный аспект научения реализуется в условиях изменяющейся случайным образом интенсивности бинарного взаимодействия проблемной среды и обучающегося. Увеличение или уменьшение неопределенности проблемной среды инициирует изменение состояния обучающегося, переводя его, соответственно, либо в неустойчивое, либо в устойчивое состояние. Неустойчивость или состояние бифуркации побуждает обучающегося либо продуцировать новую информацию и переходить в устойчивое состояние деятельности с более совершенным механизмом саморегуляции деятельности, либо возвращаться в устойчивое состояние с прежним механизмом саморегуляции деятельности.

Актиограммы позволяют исследовать динамику самоорганизации деятельности человека

в процессе научения решению задач и диагностировать потенциал его саморазвития. По мере работы система создает протокол, в котором представлены все действия испытуемого и управляющего устройства, а также затраченное время на совершение этих действий. Обработывая эти протоколы, можно сделать вывод об уровне обучаемости человека, о внимательности, типе его мышления.

Практическая значимость предлагаемой системы управления учебной деятельностью по написанию диктантов заключается в том, что она позволяет повысить эффективность обучения письменной речи, а также помогает в решении проблемы функциональной неграмотности обучаемых, реализуя через свободное проявление индивидуальности обучаемого продуктивную составляющую учебной деятельности.

Работа выполнена при поддержке проекта № 06/12 «Инновационный человек» гранта «Программа стратегического развития КГПУ им. В. П. Астафьева».

Литература

1. Юрков Н. К. Интеллектуальные компьютерные обучающие системы. — Пенза: Изд-во ПГУ, 2010. — 304 с.
2. Новиков Д. А. Закономерности итеративного научения / Институт проблем управления РАН. — М., 1998. — 77 с.
3. Чернавский Д. С. Синергетика и информатика. Динамическая теория информации. — М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2013. — 300 с.
4. Дьячук П. П., Суровцев В. М. Учебная деятельность как информационный процесс развития обучающегося // Информатика и образование. 2008. № 1. С. 123–124.
5. Володина Д. Н., Сарафанов А. В., Суковатый А. Г. Методические и технологические аспекты разра-

- ботки мультимедийных электронных образовательных ресурсов // Информационно-управляющие системы. 2011. № 1(50). С. 79–86.
6. Будапов В. Г. Синергетическая парадигма. Синергетика образования. — М.: Прогресс — Традиция, 2007. С. 174–211.
7. Дьячук П. П., Шадрин И. В., Кудрявцев В. С. Метод актиограмм в управлении и диагностике деятельности человека // Системный анализ и информационные технологии: тр. 5-й Междунар. конф., Красноярск, 19–25 сентября 2013 г. Красноярск, 2013. С. 121–129.
8. Дьячук П. П., Дроздова Л. Н., Шадрин И. В. Система автоматического управления учебной деятельностью и ее диагностики // Информационно-управляющие системы. 2010. № 5. С. 63–69.

UDC 004.9; 007.51

Synergetic Approach to Management of Educational Activity in Verbal Problem Environments

D'yachuk P. P.^a, PhD, Sc., Phys.-Math., Professor, ppyachuk@rambler.ru

Loginov D. A.^a, Post-Graduate Student, mdphoenix@mail.ru

Karabalykov S. A.^a, Programmer Engineer, kaseal77@mail.ru

^aV. P. Astafyev Krasnoyarsk State Pedagogical University, 7, Perensona St., 660049, Krasnoyarsk, Russian Federation

Purpose: Development of a dynamic information system of educational activity management providing an increasing efficiency of learning to solve verbal tasks on the basis of synergetic approach. **Methods:** Automation of collecting, processing and analyzing information on educational activity in problematic verbal environments, support of decision-making by students using actiogram methods, correction or cancellation ("elimination") of wrong actions, self-coordinated regulation of feedback loops initiating a sequence

of steady and unstable states of students. **Results:** There has been developed a synergetic approach to management of educational activity allowing to create unstable states of students which lead to self-organization of educational activity and information generation. There has been formulated a task of management of evolution process of educational activity development and there has been given its solution in the form of a double-circuit system of interacting feedback loops of operational and strategic management. There have been considered managing impacts of the problematic verbal environment in the form of a proofreader and a liquidator of wrong actions allowing a student to receive correct texts of dictations regardless an amount of mistakes being made. There has been proposed a method of actiograms which graphically displays activity of a student in real time and allows to reveal his/her individual specific features. **Practical relevance:** The proposed double-circuit management system of educational activity in problematic verbal environments allows to increase efficiency of educational activity due to growth of its productive component; to provide achievement of operational purposes of educational activity consisting of writing of a faultless dictation text regardless a training level of students; to expand diagnostic opportunities of an educational system, and to ensure individualization of training.

Keywords — Information, Principles of Synergetics, Strategic and Operational Objectives, Actiogram, Homeostasis, Binary Interaction, Educational Activity, Instability, Self-Organization, Independence Levels.

References

1. Iurkov N. K. *Intellektual'nye komp'yuternye obuchaiushchie sistemy* [Intellectual Computer Training Systems]. Penza, PGU Publ., 2010. 304 p. (In Russian).
2. Novikov D. A. *Zakonomernosti iterativnogo naucheniia* [Regularities of Iterative Learning]. Moscow, Institut problem upravleniia RAN Publ., 1998. 77 p. (In Russian).
3. Chernavskii D. S. *Sinergetika i informatika. Dinamicheskaia teoriia informatsii*. [Sinergetika and Informatics. Dynamic Theory of Information]. Moscow, Knizhnyi dom LIBROKOM Publ., 2004. 300 p. (In Russian).
4. D'iachuk P. P., Surovtsev V. M. Educational Activity as Information Development Being Trained. *Informatika i obrazovanie*, 2008, no. 1, pp. 123–124 (In Russian).
5. Volodina D. N., Sarafanov A. V., Sukovatyi A. G. Methodical and Technological Aspects of Development of Multimedia Electronic Educational Resources. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2011, no. 1(50), pp. 79–86 (In Russian).
6. Budanov V. G. *Sinergeticheskaja paradigma. Sinergetika obrazovaniia* [Sinergetic Paradigm. Education synergetics]. Moscow, Progress — Traditsiia Publ., 2007, pp. 174–211 (In Russian).
7. D'iachuk P. P., Shadrin I. B., Kudriavtsev V. S. Metod Actiogramm in Management and Diagnostics of Activity of the Person. *Trudy 5 Mezhdunarodnoi konferentsii "Sistemnyi analiz i informatsionnye tekhnologii"* [Proc. 5th Int. Conf. "System Analysis and Information Technologies"]. Krasnoyarsk, 2013, pp. 121–129 (In Russian).
8. D'iachuk P. P., Drozdova L. N., Shadrin I. V. Sistema of Automatic Control of Educational Activity and its Diagnostics. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2010, no. 5, pp. 63–69 (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.

УДК 615.47:612.12-07

АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ФИЛЬТРАЦИИ И ФРАГМЕНТАЦИИ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАММ ВЫСОКОГО ВРЕМЕННОГО РАЗРЕШЕНИЯ

Часть 1: Исходные сведения и анализ подхода к решению проблемы

Э. П. Тихонов, доктор техн. наук, профессор

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

Цель: анализ и разработка подхода к решению проблемы адаптивной фильтрации ЭКГ, совмещенной с обнаружением и измерением параметров и характеристик фрагментов ЭКГ, ориентированных на повышение уровня и качества диагностики. **Результаты:** на основе анализа проблемы адаптивной фильтрации, использующей фрагментарную структуру ЭКГ, разработан подход и предложен метод синтеза адаптивных алгоритмов измерения ЭКГ, ориентированных на реализацию в современных аналого-цифровых микропроцессорных структурах. В основу метода положен принцип синтеза линейных композиционных операторов с управляемыми параметрами в зависимости от динамики фрагментов ЭКГ. Благодаря этому с учетом высокого временного разрешения при аналого-цифровом преобразовании в условиях воздействия помех обеспечивается измерение ЭКГ с контролируемой погрешностью. Действительно, характеристики помехи не зависят ни от измеряемого цикла, ни от фрагмента ЭКГ, а степень искажения ЭКГ из-за воздействия помех изменяется дифференцированно, в зависимости от вида фрагмента ЭКГ. Повышение качества фильтрации и тем самым цифрового измерения ЭКГ можно достичь за счет изменения параметров композиционного оператора фильтрации в соответствии с адаптивным алгоритмом в реальном масштабе времени, приспособив оператор фильтрации к текущему фрагменту ЭКГ. Поэтому предложен синтез такого оператора, параметры которого можно было бы перестраивать в зависимости от текущего фрагмента ЭКГ. **Практическая значимость:** применение предложенного метода и алгоритма фрагментарной фильтрации и измерения ЭКГ с высоким временным разрешением в современных аналого-цифровых микропроцессорных электрокардиографах позволит повысить достоверность измерения ЭКГ и тем самым улучшить качество решения проблемы автоматизации диагностики по электрофизиологическим показателям.

Ключевые слова — электрокардиограмма, адаптация, фильтрация, алгоритмы, композиционные операторы, фрагменты электрокардиограммы, признаки фрагментов.

Введение

Наличие высокопроизводительных микроконтроллеров в сочетании с постоянно развивающейся теорией нелинейных систем [1, 2] создает техническую и теоретическую базу для разработки средств функциональной диагностики с широкими функциональными возможностями. В частности, при разработке электрокардиографов ориентируются не только на измерение электрокардиограммы (ЭКГ) в условиях помех, но и на поиск алгоритмов, способствующих автоматизации диагностики для сокращения объема рутинной работы врача-кардиолога. Широко известны адаптивные методы и способы измерения ЭКГ в условиях воздействия помех [3]. Данные методы разработаны непосредственно для подавления сетевой помехи при измерении ЭКГ и не связаны с фрагментацией ЭКГ и решением задачи автоматизации диагностики. Представляют интерес методы и алгоритмы адаптивного измерения для решения комплексной задачи, в которой были бы связаны адаптивные алгоритмы цифровой фильтрации ЭКГ с обнаружением и измерением параметров и характеристик фрагментов ЭКГ для повышения достоверности диагностики. Как показано в статье, разработка подобных методов и алгоритмов

возможна на базе ранее предложенного и практически апробированного вероятностного метода адаптивной дискретизации [4, 5]. Варианты реализации этого метода могут осуществляться как посредством аналоговых схмотехнических решений, так и в цифровых аппаратно-программных приборах и системах. В последнем случае реализация вероятностного метода адаптивной дискретизации обеспечивается применением специальных итерационных алгоритмов при исходной частоте временной дискретизации ЭКГ, значительно превышающей принятую частоту дискретизации в соответствии с известной теоремой отсчетов [4, 5]. Основным положительным эффектом применения итерационных алгоритмов вследствие их дискретной природы является возможность полного перехода к цифровым методам фильтрации при существенном снижении требований к аналого-аппаратным способам борьбы с помехами. Необходимо отметить, что использование аналоговых методов фильтрации в аппаратуре приводит к искажениям исходного электрокардиосигнала и к схмотехнической избыточности при их реализации, в то время как постоянно возрастающая производительность микроконтроллеров при улучшении метрологических характеристик аналого-цифровых преобразователей (АЦП)

расширяет возможности программно-цифровой реализации цифровых алгоритмов обработки информации, к которым относятся и адаптивные алгоритмы измерения, фильтрации и диагностики. В настоящее время методы и алгоритмы борьбы с помехами разработаны без учета фрагментированной структуры ЭКГ [3] или путем дополнительной обработки в интерактивном режиме [6], поэтому наряду с решением поставленной задачи, например фильтрации ЭКГ от помех, они искажают частотный спектр полезного сигнала. Главным назначением предлагаемых в статье адаптивных метода и алгоритмов является измерение ЭКГ в условиях воздействия помех с контролируемой погрешностью. Вместе с тем рассматриваемый адаптивный метод обеспечивает возможность получения необходимой для диагностики информации о динамических свойствах ЭКГ и ее фрагментах.

Постановка задачи синтеза операторов

В основу предлагаемого метода синтеза операторов, ориентированных на реализацию в современных аналого-цифровых микропроцессорных структурах адаптивных алгоритмов фильтрации ЭКГ при воздействии помех, совмещенных с обнаружением и измерением параметров и характеристик фрагментов ЭКГ, положена следующая исходная модель, описывающая ЭКГ с учетом ее аналого-цифрового преобразования с предварительной временной дискретизации на выходе АЦП с фиксированным или постоянным временным интервалом (шагом временной дискретизации) τ :

$$y(n\tau) = x(n\tau) + g(n\tau) + \xi(n\tau), \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (1)$$

где $y(n\tau)$ — результат цифрового измерения на выходе АЦП, представленного в виде дискретных значений исходного сигнала ЭКГ $y(t)$ с помехами; $x(n\tau)$ — дискретные значения реальной или искомого ЭКГ $x(t)$; $g(n\tau)$ — сетевая помеха; $\xi(n\tau)$ — широкополосный шум или помеха общего вида; τ — интервал дискретизации исходного или входного сигнала $y(t)$, который выбирается с учетом высокого временного разрешения при временной дискретизации ЭКГ (частота дискретизации превышает частоту дискретизации по Котельникову в 8–10 раз).

Искомая ЭКГ $x(t)$ формируется в результате электрической активности сердца. При измерении ЭКГ возможен также и специфический вид помех, возникающих, например, из-за низкочастотного мышечного тремора с частотой в пределах 10–30 Гц.

Первостепенной задачей при измерении ЭКГ является получение искомого сигнала ЭКГ $x(n\tau)$ с минимальной или заданной погрешностью в условиях воздействия помех. Адекватность математической модели (1) реальному сигналу соответствует поставленной задаче фильтрации ЭКГ от помех. Недостатком известных способов фильтрации яв-

ляется то, что принятый алгоритм фильтрации, который в общем случае представим в виде оператора H , воздействует на весь сигнал $y(n\tau)$ и в одинаковой степени преобразует все его составляющие. Поэтому в результате применения оператора H получаем

$$\eta(n\tau) = H\{y(n\tau)\} \neq x(n\tau).$$

Поиск оператора фильтрации, при котором достигался бы эффект минимального искажения сигнала $x(n\tau)$ при максимальном подавлении суммарной помехи, затруднен из-за противоречивости сформулированного требования и особенностей искомого сигнала $x(t)$. В связи с этим стремятся синтезировать такой оператор H , для которого выполняется для всех $n\tau$ при $n = 1, 2, \dots$ условие

$$L = \inf_H K\{x(n\tau), \eta(n\tau)\}, \quad (2)$$

где $K\{\dots\}$ — критерий, характеризующий меру отклонения $x(n\tau)$ от $\eta(n\tau)$.

Синтез оператора H , удовлетворяющего критерию (2), при котором осуществляется поиск нижней границы отклонения $x(n\tau)$ от $\eta(n\tau)$ в смысле критерия $K\{\dots\}$, является достаточно сложной задачей. Ее решению посвящено большое число работ (см., например, [3] и приведенную в ней библиографию). Если подходить к решению поставленной задачи с точки зрения измерения $x(n\tau)$, то условие (2) может быть представлено, например, в виде

$$P\{K\{x(n\tau), \eta(n\tau)\} \leq \delta_0\} = \beta, \quad (3)$$

где $P\{K\{x(n\tau), \eta(n\tau)\} \leq \delta_0\}$ — вероятность того, что отклонение сигналов $x(n\tau)$ и $\eta(n\tau)$ в соответствии с критерием (функцией меры) $K\{x(n\tau), \eta(n\tau)\}$ не превысит априорно заданную величину δ_0 .

Обычно оценка погрешности осуществляется в виде систематической и случайной составляющих, характеристики которых оцениваются на основе оператора определения математического ожидания от $K\{x(n\tau), \eta(n\tau)\}$. Средний квадрат объединяет обе составляющие погрешности. Требование (3) к измерению ЭКГ оказывается достаточно жестким, так как полная информация о виде сигнала $x(n\tau)$ отсутствует. Поэтому реально получают только зарегистрированную оценку ЭКГ. Основной задачей статьи является поиск и исследование на базе критерия (3) с учетом современных информационных технологий методов и алгоритмов измерения и структуризации ЭКГ в условиях воздействия помех, доступных для реализации на основе последних достижений в области цифровой микроэлектроники.

Метод синтеза композиционных операторов с управляемыми параметрами

В соответствии с поставленной задачей, включая структуризацию ЭКГ, целесообразно из всевозможных операторов в качестве H выбирать

класс операторов, обладающих свойством линейности, т. е.

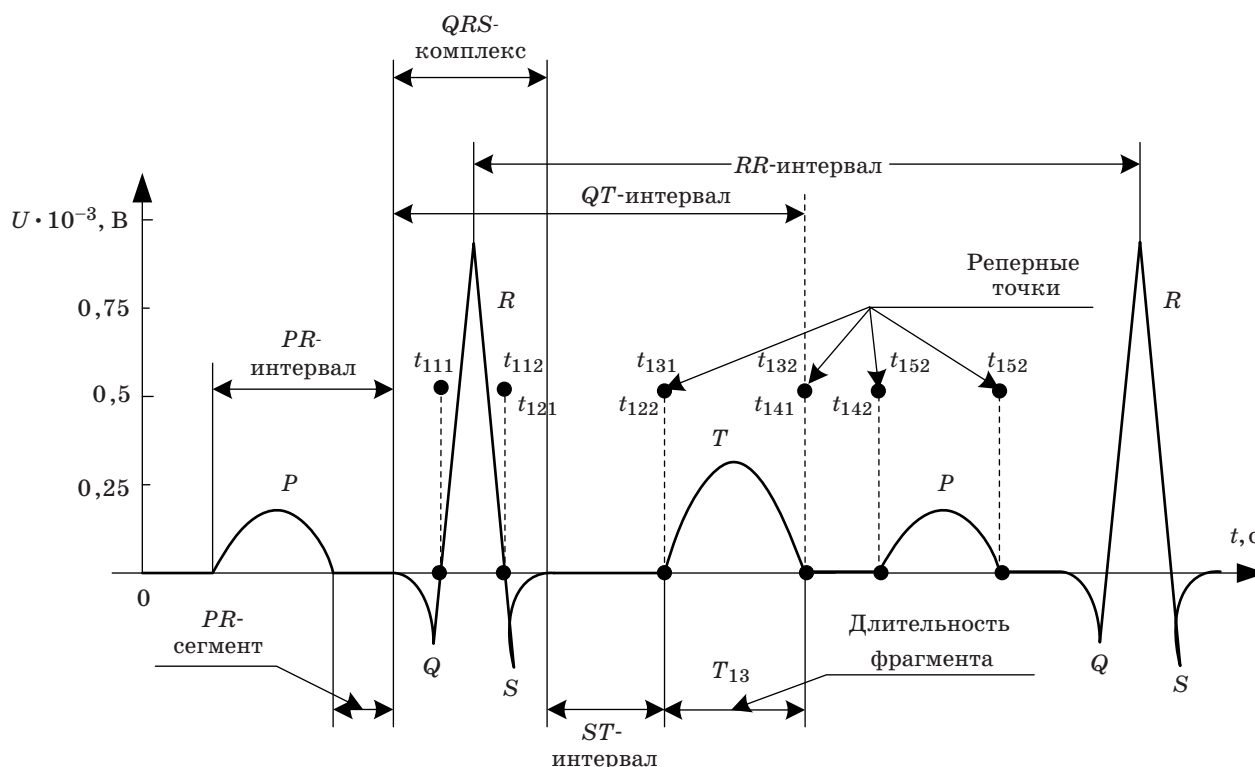
$$\eta(n\tau) = H\{x(n\tau)\} + H\{g(n\tau)\} + H\{\xi(n\tau)\}. \quad (4)$$

Равенство (4) позволяет видоизменить (2) и приблизиться к условию (3) за счет выполнения следующих требований:

$$\eta(n\tau) = \begin{cases} H\{x(n\tau)\} = \hat{x}(n\tau), \\ \text{причем } \rho[\hat{x}(n\tau) - x(n\tau)] \leq \varepsilon_0 & \text{для } x(n\tau); \\ \Theta\{H\{g(n\tau)\}\} = \min & \text{для } g(n\tau); \\ \Theta\{H\{\xi(n\tau)\}\} = \min & \text{для } \xi(n\tau), n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (5)$$

где $\rho[\dots]$ — функция меры, характеризующая отклонение результата измерения ЭКГ $\hat{x}(n\tau)$ от его действительного значения $x(n\tau)$; ε_0 — заданная или допустимая величина отклонения ЭКГ от результата ее измерения в соответствии с установленной функцией меры; $\Theta\{\dots\}$ — некоторый априори задаваемый критерий, в смысле которого осуществляется поиск минимума при воздействии оператором H на соответствующую составляющую сигнала $\eta(n\tau)$.

Рассматривать оценку $\hat{x}(n\tau)$ как результат измерения можно лишь в том случае, когда величина ε_0 не превышает допустимую для измерений величину. Известно, что сигнал ЭКГ описывают в виде зубцов и интервалов, т. е. по существу проводят структуризацию ЭКГ для решения задачи диагностики (рисунок). Например, ЭКГ разделяют на циклы, соответствующие RR -интервалам (RR — это интервал времени между двумя соседними R -зубцами, установленный в определенном смысле). В пределах каждого цикла или RR -интервала ЭКГ разбивается на фрагменты (зубцы P, Q, R, S, T), которые выделяются по установленным признакам. Обычно ЭКГ разбивается на фрагменты в пределах интервала RR в соответствии с установленными параметрами и характеристиками, которые являются отличительными признаками для выделенного фрагмента [7]. В дальнейшем, в целях унификации, введем последовательность обозначений фрагментов в порядке их следования в виде $\{\Phi_i\}$, $i = 1, 2, 3, \dots, N$ или, что идентично, $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$. Помимо признаков для выделения фрагментов ЭКГ каждому фрагменту свойственен перечень признаков, по которым осуществляется постановка диагноза в случае отклонения параметров и характеристик этих признаков от некоторых номинальных значений. Поскольку ЭКГ относится к электрофизиологическому показателю, представленному для анализа



■ Идеализированное представление ЭКГ с указанием ее основных фрагментов и некоторых признаков: P, Q, R, S, T, T_{13} и т. д.

изменяющимся во времени электрическим сигналом, то этот сигнал можно разбить в соответствии с перечнем фрагментов и порядком их следования на временные интервалы, к каждому из которых относится надлежащий фрагмент. Границы интервалов для каждого фрагмента целесообразно определить по его так называемым реперным или характерным временным точкам.

Очевидно, что любой фрагмент имеет две реперные временные точки, одна из которых соответствует началу фрагмента, а вторая — его окончанию (см. рисунок). В пределах j -го цикла фрагментарное представление ЭКГ математически целесообразно описать в виде

$$x_j(t) = \begin{cases} x_{j1}(t) & \text{для } t_{j11} \leq t \leq t_{j12}; \\ x_{j2}(t) & \text{для } t_{j21} \leq t \leq t_{j22}; \\ \vdots & \\ x_{jN}(t) & \text{для } t_{jN1} \leq t \leq t_{jN2}, \end{cases} \quad (6)$$

где $x_j(t)$ — предполагаемая (истинная) ЭКГ без помех в пределах j -го цикла, причем $x_{ji}(t)$ идентифицируется с Φ_i независимо от цикла; t_{ji1} и t_{ji2} — так называемые начальные и конечные реперные точки Φ_i -го фрагмента в j -м цикле ЭКГ.

Длительность цикла T_j ЭКГ обычно находится по первому или главному фрагменту ЭКГ, соответствующему R -зубцу. Поэтому длительность цикла T_j или j -й RR -интервал ЭКГ определяется разностью

$$T_{j1} = t_{j12} - t_{j11}, \quad (7)$$

где t_{j12} и t_{j11} — временные отсчеты с момента начала измерения ЭКГ одноименных реперных точек R_j -го и R_{j+1} -го зубцов, которые соответствуют в (6) фрагментам $x_{j1}(t)$ и $x_{j+1,1}(t)$.

В общем случае для ЭКГ временные длительности T_{ji} i -го фрагмента в каждом цикле ЭКГ не совпадают, и их числовые значения в $j + 1$ -м цикле по результату измерения в предыдущем j -м цикле можно предсказать только с некоторой вероятностью, поэтому длительности T_{ji} i -го фрагмента описываются случайными числами. Причем каждое из значений T_{ji} или их совокупность содержит определенный диагностический смысл. Поэтому важно измерять реперные точки с требуемой для достоверной диагностики точностью. Из равенства (7) следует, что первая реперная точка последующего и вторая реперная точка предыдущего фрагмента совпадают.

В соответствии с (6) длительность цикла T_j ЭКГ можно найти в результате суммирования временных длительностей T_{ji} фрагментов из равенства

$$T_j = \sum_{i=1}^N T_{ji}. \quad (8)$$

Длительность $T_{ЭКГ}$ наблюдаемой ЭКГ, как это следует из (8), в пределах L циклов находится с точностью до цикла или фрагмента из равенств

$$T_{ЭКГ} = \sum_{j=1}^K T_j = \sum_{j=1}^K \sum_{i=1}^N T_{ji}. \quad (9)$$

С учетом помех в пределах j -го цикла система (6) преобразуется к виду

$$y_j(t) = \begin{cases} x_{j1}(t) + g(t) + \xi(t) & \text{для } t_{j11} \leq t \leq t_{j12}; \\ x_{j2}(t) + g(t) + \xi(t) & \text{для } t_{j21} \leq t \leq t_{j22}; \\ \vdots & \\ x_{jN}(t) + g(t) + \xi(t) & \text{для } t_{jN1} \leq t \leq t_{jN2}. \end{cases} \quad (10)$$

Для диагностики применяются признаки как отдельных фрагментов, так и их совокупности с учетом различных способов их объединения во множество подмножеств отдельных признаков. Например, широко используется только основной фрагмент Φ_1 , идентичный RR -интервалу, выделение которого осуществляется по признакам, соответствующим реперным точкам, или длительности интервала T_{j1} . В результате воздействия оператора H на ЭКГ при ее временной дискретизации выражение (10) уточняется в виде

$$\eta_j(t) = \begin{cases} H\{x_{j1}(t)\} + H\{g(t)\} + H\{\xi(t)\} & \text{для } \tau n_{j11} \leq t \leq \tau n_{j12}; \\ H\{x_{j2}(t)\} + H\{g(t)\} + H\{\xi(t)\} & \text{для } \tau n_{j21} \leq t \leq \tau n_{j22}; \\ \vdots & \\ H\{x_{jN}(t)\} + H\{g(t)\} + H\{\xi(t)\} & \text{для } \tau n_{jN1} \leq t \leq \tau n_{jN2}, \end{cases} \quad (11)$$

где n_{ji1} и n_{ji2} — числа, кратные интервалу τ , определяющие реперные точки i -го фрагмента в j -м цикле ЭКГ.

Из (10) и (11) следует, что помеха не зависит ни от измеряемого цикла ЭКГ, ни от его фрагмента. Поэтому для повышения качества воздействия оператора H на ЭКГ необходимо его видоизменить, приспособив его к текущему фрагменту, т. е. изменяя его в зависимости от вида Φ_i -го фрагмента. В этом случае преобразование (11) в пределах каждого цикла ($j = 1, 2, \dots, N$) принимает следующий вид:

$$\eta_j(t) = \begin{cases} H_1\{x_{j1}(t)\} + H_1\{g(t)\} + H_1\{\xi(t)\} & \text{для } \tau n_{j11} \leq t \leq \tau n_{j12}; \\ H_2\{x_{j2}(t)\} + H_2\{g(t)\} + H_2\{\xi(t)\} & \text{для } \tau n_{j21} \leq t \leq \tau n_{j22}; \\ \vdots & \\ H_N\{x_{jN}(t)\} + H_N\{g(t)\} + H_N\{\xi(t)\} & \text{для } \tau n_{jN1} \leq t \leq \tau n_{jN2}, \end{cases} \quad (12)$$

где $H_i \{ \dots \}$ — оператор, воздействующий на i -й фрагмент так, чтобы для него выполнялся критерий (5).

Очевидно, что решение задачи с учетом (12) возможно лишь при условии, если оператор воздействия H будет обладать адаптивными свойствами, т. е. если оператор H в этом случае изменяется в реальном масштабе времени в зависимости от текущего фрагмента для выполнения условий критерия (5). Для выполнения этих условий необходимо:

— синтезировать такой оператор, который можно было бы перестраивать в зависимости от текущего фрагмента;

— определить вид и момент возникновения соответствующего фрагмента ЭКГ в целях инициализации перестройки оператора H ;

— найти способ воздействия на оператор H таким образом, чтобы его перестроить в зависимости от текущего фрагмента;

— найти вид воздействия на оператор H для достижения минимизации помехи по критерию (5) при всех вариантах перестройки оператора H в реальном масштабе времени в зависимости от вида текущего фрагмента;

— установить априорно интервал дискретизации τ сигнала $y(t)$ с учетом требуемой погрешности определения реперных точек фрагментов ЭКГ, что и обуславливает исходное измерение или аналого-цифровое преобразование ЭКГ с высоким временным разрешением.

Синтезировать оператор H по измеренной ЭКГ $\eta(n\tau)$, который удовлетворял бы перечисленным требованиям при отсутствии достаточной для этого априорной информации о сигнале $x(n\tau)$, затруднительно для каждого фрагмента, тем более с учетом требований, сформулированных в (5). Истинное значение сигнала $x(n\tau)$ неизвестно и к тому же вариативно от цикла к циклу, а проверка первого условия в (5) эмпирически невозможна. В этом случае представляет интерес, как теоретически, так и практически, метод решения данной задачи на основе композиционного оператора $H\{y(n\tau)\}$, представленного в виде

$$\eta(n\tau) = H_1\{H_2\{x(n\tau)\}\} + H_1\{H_2\{g(n\tau)\}\} + H_1\{H_2\{\xi(n\tau)\}\}, \quad (13)$$

где $H\{y(n\tau)\} = H_1\{H_2\{y(n\tau)\}\}$.

Выполнение требований (5) для каждого фрагмента ЭКГ можно осуществить на основе использования свойства линейности композиционного оператора (13). Подходящими операторами для реализации этого свойства являются, например, операторы интегрирования H_1 и дифференцирования H_2 или операторы, в силу дискретного представления ЭКГ, близкие к ним. Тем не менее остается вопрос о возможности выполнения на основе операторов H_1 и H_2 требований в виде (2) и (5). Поиск положительного ответа на этот вопрос должен учитывать дискретность представления ЭКГ

после ее аналого-цифрового преобразования, поэтому необходимо перейти к синтезу дискретных операторов, аппроксимирующих непрерывные операторы H_1 и H_2 в виде суммы и конечных разностей. В соответствии с работой [8] обоснованный переход к дискретному варианту синтеза искомого операторов возможен на основе дифференциального уравнения первого порядка следующего вида:

$$\frac{dn(t)}{dt} = \alpha S^* [y(t)], \quad (14)$$

где α — коэффициент пропорциональности; $S^* [y(t)]$ — некоторое подлежащее определению или синтезу преобразование результата цифрового измерения ЭКГ, включая помехи.

Дифференциальное уравнение (14) отвечает балансу в текущий момент времени t между скоростью изменения результата измерения ЭКГ электрокардиографом и видом реализуемого в электрокардиографе преобразования $S^* [y(t)]$. Коэффициент пропорциональности α может зависеть от времени t , а его вид, значение и размерность либо задаются априорно, либо подстраиваются на основе дополнительных алгоритмов, т. е. адаптивно. Искомый результат преобразования сигнала $y(t)$ в момент времени $(n+1)\tau$ следует из непрерывного аналога (14) в следующем виде:

$$\eta[(n+1)\tau] = \alpha\tau \sum_{k=0}^n S[y(k\tau)], \quad (15)$$

где $y(k\tau)$ определяется в соответствии с (1).

Сравнивая (15) с (13), нетрудно убедиться в том, что правая часть (15) удовлетворяет свойствам композиционного оператора H , если преобразование $S[...]$ обладает линейностью и соответствует оператору H_2 , так как сумма в (15) аппроксимирует интегральный оператор H_1 . Таким образом, синтез оператора H_2 сводится к установлению конкретного вида преобразования $S[...]$. При этом свойство линейности выполняется, если преобразование $S[...]$ аппроксимирует оператор дифференцирования через конечные разности. С учетом линейности композиционного оператора каждый фрагмент ЭКГ в соответствии с (12) можно рассматривать в отдельности на предмет выполнения для него критерия (5). Аппроксимация оператора дифференцирования через конечные разности в условиях воздействия помех [9] оптимизируется по критерию минимума среднего квадрата для ЭКГ, заданной в дискретных отсчетах. Рассмотрим следующую модификацию аппроксимации оператора дифференцирования по конечным разностям в виде преобразования

$$S[y(k\tau)] = \frac{\sum_{i=-m}^m i [x(k\tau + iT) + g(k\tau + iT) + \xi(k\tau + iT)]}{2 \sum_{i=0}^m i^2 T}, \quad (16)$$

где T — временной параметр, характеризующий величину временного отклонения в операторе $S[\dots]$ отсчетов сигнала $y(n\tau)$ при $i = 1, 2, \dots, m$ от точки дифференцирования kt ; m — число соседних точек (отсчетов сигнала) с обеих сторон относительно точки дифференцирования kt .

Представленное в (16) преобразование $S[\dots]$ зависит от трех параметров τ , m и T , целенаправленным изменением которых можно управлять его свойствами. В общем случае параметр $T = p\tau$, так как он устанавливается кратно исходному интервалу дискретизации τ . При $m = 1, 2, 3, \dots$ и $T = \tau$, т. е. для $p = 1$, преобразование $S[\dots]$ совпадает с аппроксимацией оператора дифференцирования, предложенного в работе [9]. Для дальнейшего решения задачи необходимо для всех трех составляющих сигнала $y(n\tau)$ найти адекватные математические модели. Искомый сигнал ЭКГ $x(n\tau)$ целесообразно представить моделью квазидетерминированного сигнала, так как наряду с априорно непредсказуемыми вариациями в достаточно широких пределах его параметров и характеристик он состоит из набора (множества) фрагментов (6) и (10), повторяющихся с определенной периодичностью. Факт наличия этих фрагментов носит детерминированный характер. Заметим, что для ЭКГ уже определен перечень фрагментов [3]. Однако задача нахождения реперных точек фрагментов ЭКГ в условиях воздействия помех остается актуальной. У остальных двух составляющих сигнала $y(n\tau)$ динамические свойства изменяются случайно, но эти изменения имеют стационарный характер, включая и детерминированность частоты следования сетевой помехи $g(n\tau)$. В принципе, на отличии характеристик и параметров составляющих сигнала $y(n\tau)$ построены все известные методы выделения или фильтрации ЭКГ $x(n\tau)$ из помех. При этом в известных методах априорно выбираются такие параметры фильтрующих операторов, которые обеспечивали бы необходимый компромисс между уровнем подавления помех и искажением полезного сигнала $x(n\tau)$ на интегральном уровне без учета наличия у него локальных и постоянно изменяющихся свои параметры фрагментов. Иначе говоря, при фильтрации в известных методах не учитывается локальная динамика сигнала $x(n\tau)$, обусловленная наличием у него различных по форме фрагментов, в то время как для различных фрагментов

ЭКГ условия подавления помех существенно меняются. Например, в области изменения R -зубца мощность ЭКГ значительно превышает мощность суммарной помехи. В связи с этим становится очевидной возможность повышения эффективности фильтрации ЭКГ от помех при сохранении формы его фрагментов по критерию (5) за счет адаптации указанного выше параметра преобразования $S[\dots]$ к фрагментам ЭКГ. Прежде чем рассмотреть подробно возможность синтеза адаптивного алгоритма, проанализируем предварительно общие вопросы, связанные с фрагментацией ЭКГ. Сам факт фрагментации ЭКГ возник, во-первых, для установления связи между фазами сокращения сердца и, во-вторых, из-за необходимости диагностики нарушения самого процесса сердечной деятельности. При этом, учитывая требование диагностики, важной ее составляющей стал поиск и формирование для каждого фрагмента таких признаков, по которым можно было бы ставить нужный диагноз по измеренной и отфильтрованной ЭКГ [3, 7, 10, 11].

Заключение

Таким образом, выделение фрагментов и измерение тех или иных его параметров и характеристик для формирования признаков, устанавливающих связь между динамикой или вариативностью форм фрагментов и патологическими изменениями сердечной деятельности, в основном осуществлялись только в интересах постановки диагноза. Соответствие той или иной группы признаков поставленному диагнозу устанавливалось преимущественно эмпирически с последующим поиском необходимого обоснования. Учет влияния искажения реальной ЭКГ на достоверность диагностики в результате ее измерения и фильтрации также выполнялся эмпирически без дополнительного анализа погрешностей измерения и фильтрации каждого фрагмента в результате установленных в электрокардиографе обших для измерения всей ЭКГ, т. е. не адаптивных, алгоритмов измерения и фильтрации. Поэтому необходимо перейти к решению задачи адаптивной фильтрации на основе выделения фрагментов ЭКГ по их признакам в целях повышения качества и достоверности диагностики по электрофизиологическим показателям. Метод решения данной задачи рассмотрен во второй части статьи.

Литература

1. Малинецкий Г. Г., Потапов А. Б., Подлазов А. В. Нелинейная динамика: Подходы, результаты, надежды. — М.: ДомКнига, 2006. — 280 с.
2. Гринченко В. Т., Мацьпура В. Т., Скарский А. А. Введение в нелинейную динамику: Хаос и фракталы. Изд. 2-е. — М.: Издательство ЛКИ. 2007. — 264 с.

3. Рангайян Р. М. Анализ биомедицинских сигналов. Практический подход/ пер. с англ. под ред. А. П. Немирко. — М.: Физматлит, 2007. — 440 с.
4. Тихонов Э. П. Вероятностные адаптивные алгоритмы дискретного представления аналоговых сигналов. Изд. 2-е. — М.: Издательство ЛКИ. 2007. — 264 с.

- лов. Часть. 1: Исследование свойств // Информационно-управляющие системы. 2011. № 2. С. 8–15.
5. Тихонов Э. П. Вероятностные адаптивные алгоритмы дискретного представления аналоговых сигналов. Часть. 2: Сравнительный анализ и численные данные // Информационно-управляющие системы. 2011. № 3. С. 9–14.
 6. Файнзильберг Л. С. Инструментальная система для экспериментальной оценки эффективности алгоритмов предварительной обработки сигналов сложной формы // Управляющие системы и машины (УСиМ). 2008. № 2. С. 3–13.
 7. Тихонов Э. П., Федотенкова М. Л. Адаптивные алгоритмы для измерения признаков биомедицинских показателей при автоматической медицинской диагностике по электрофизиологическим показателям // Биомедицинская радиоэлектроника. 2010. № 4. С. 4–12.
 8. Тихонов Э. П. Теоретические основы синтеза измерительных адаптивных алгоритмов // Вестник Северо-Западного отделения Метрологической академии. 2012. Вып. 27. С. 34–44.
 9. Ланцош К. Практические методы прикладного анализа: справочное руководство / пер. с англ. М. З. Кайнера под ред. А. М. Лопшица. — М.: Физматлит, 1961. — 524 с.
 10. Коробейников А. В. Разбиение сигнала электрокардиограммы на циклы // Математическое моделирование и интеллектуальные системы/ИжГТУ. Ижевск, 2003. № 1. С. 60–64.
 11. Куличев А. П. Полное собрание сочинений: в 3 т. Т. 2. Компьютерная электрофизиология в клинической и исследовательской практике. Изд. 2-е, перераб. и доп./InCo НПО «Информатика и компьютеры». — М., 1999. — 327 с.

UDC 615.47:612.12-07

Adaptive Filtering Algorithms Electrocardiogram High Time Resolution Part I. Background Information and Analysis Approach to Solving the Problem

Tichonov E. P. a, Dr. Sc., Tech., Professor, edikleti@yandex.ru

^aSaint-Petersburg Electrotechnical University «LETI», 5, Professora Popova St., 197376, Saint-Petersburg, Russian Federation

Purpose: An analysis and development of approaches to the problem of ECG adaptive filtering combined with detection and measurement of parameters and characteristics of ECG fragments aimed at increasing a level and quality of diagnostics. **Results:** Based on the analysis of the problem of adaptive filtering using ECG fragmented structure there has been developed an approach and a method of synthesis of adaptive algorithms for ECG measurements designed for implementing in modern analogue-digital microprocessor structures. The method is based on the principle of synthesis of linear compositional operators with adjustable parameters depending on dynamics of ECG fragments. Due to this fact, given high temporal resolution of analog-digital conversion in interference conditions there has been provided ECG measurement with controlled accuracy. In fact, interference characteristics are independent of either a measuring cycle or a fragment of an ECG, and a degree of ECG distortion due to interference varies differently depending on a type of an ECG fragment. Improving quality of digital filtering and ECG measurement can be achieved by changing parameters of a compositional operator in accordance with an adaptive algorithm in real time scale adjusting a filtering operator to a current ECG fragment. Therefore, there has been proposed synthesis of such an operator which parameters can be adjusted depending on a current ECG fragment. **Practical relevance:** Application of the proposed method and the algorithm fragmented filtering and high time resolution ECG measurements in modern microprocessor analog-digital electrocardiographs will improve accuracy of ECG measurement and thereby will enhance quality of solving the problem of diagnostics automation according to electrophysiological parameters.

Keywords — ECG, Adaptation, Filtering, Algorithms, Compositional Operators, ECG Fragments, Features of Fragments.

References

1. Malinetskii G. G., Potapov A. B., Podlazarov A. V. *Nelineinaya dinamika: Podkhody, rezul'taty, nadezhdy* [Nonlinear Dynamics: Approaches, Results, Expectations]. Moscow, DomKniga Publ., 2006. 280 p. (In Russian).
2. Grinchenko V. T., Matsypura V. T., Skarskii A. A. *Vvedenie v nelineinuiu dinamiku: Khaos i fraktaly* [Introduction to Nonlinear Dynamics: Chaos and Fractals]. Moscow, LKI Publ., 2007. 264 p. (In Russian).
3. Rangayan R. M. *Biomedical Signal Analysis*. New York, Wiley Computer Publishing, 1997.
4. Tichonov E. P. Probabilistic Adaptive Algorithms for Discrete Representation of Analog Signals. Part 1: Examination of Properties. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2011, no. 2, pp. 8–15 (In Russian).
5. Tichonov E. P. Probabilistic Adaptive Algorithms for Discrete Representation of Analog Signals. Part 2: Comparative Analysis. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2011, no. 3, pp. 9–14 (In Russian).
6. Fainzil'berg L. S. Tool System for Experimental Evaluation of the Effectiveness of Preprocessing Algorithms for Signals of Complex Shape. *Upravliaiushchie sistemy i mashiny (USiM)*, 2008, no. 2, pp. 3–13 (In Russian).
7. Tichonov E. P. Theoretical Bases of Synthesis of Measurement Adaptive Algorithms. *Vestnik Severo-Zapadnogo otdeleniia Metrologicheskoi akademii*, 2012, vol. 27, pp. 34–44 (In Russian).
8. Tichonov E. P., Fedotenkova M. L. Adaptive Algorithms for Measuring Signs of Biomedical Indicators for Automatic Medical diagnosis by Electrophysiological Indicators. *Biomeditsinskaiia radioelektronika*, 2010, no. 4, pp. 4–12 (In Russian).
9. Lanczos Cornelius. *Applied Analysis*. Prentice Hall, Inc., 1956. 524 p.
10. Korobeinikov A. V. The Partition of Electrocardiograms to Cycles. *Matematicheskoe modelirovanie i intellektual'nye sistemy*, Izhevsk, IzhGTU Publ., 2003, no. 1, pp. 60–64 (In Russian).
11. Kulichev A. P. *Polnoe sobranie sochinenii: T. 2. Komp'yuternaiia elektrofiziologiya v klinicheskoi i issledovatel'skoi praktike* [The complete works. Vol. 2. Computer Electrophysiology in Clinical and Research Practice]. Moscow, InCo NPO "Informatika i komp'yutery" Publ., 1999. 327 p. (In Russian).



IV Международный форум
TELECOM NETWORKS 2.0
Sharing, Engineering, Outsourcing,
Development & Metering
10 Сентября 2014 г., RADISSON BLU BELORUSSKAYA

IV МЕЖДУНАРОДНЫЙ ФОРУМ «TELECOM NETWORKS 2.0. SHARING, ENGINEERING, OUTSOURCING, DEVELOPMENT & METERING»

10 сентября 2014 г.

Место проведения: Отель «RADISSON BLU BELORUSSKAYA», Москва
Адрес: 3-я улица Ямского Поля, 26а, Москва, РФ, 125124

Форум посвящен комплексу вопросов, связанных с проблематикой развития фиксированных и беспроводных сетей широкополосного доступа, строительства, управления и развития, совместной эксплуатации, аутсорсинга строительства и эксплуатации сетей связи, измерений на сетях связи, совместного использования операторами связи объектов пассивной и активной инфраструктуры, проблематике частотного регулирования и обеспечения операторской деятельности.

Мероприятие планирует собрать более 200 представителей бизнес-сообщества и госорганов, фиксированных и мобильных операторов и провайдеров, разработчиков приложений, вендоров, поставщиков решений и услуг для операторов связи, системных интеграторов, аналитиков и экспертов отрасли, более 40 представителей деловых и отраслевых СМИ.

Мы уверены, что программа Форума содействует созданию благоприятной атмосферы для интенсивного делового общения, обмена опытом и приобретения новых контактов!

Организатор

Компания Connectica Lab

Направления работы форума

Разделение спектра LTE. Конверсия частот для LTE — актуальное положение и перспективы. Позиция регулятора, взгляд со стороны рынка.

Стимулирование развития рынка за счет механизмов антимонопольного регулирования.

Продвижение ШПД в малые и средние города. Вопросы экономической эффективности и целесообразности. Частно-государственное партнерство в вопросах развития сетей ШПД для максимального географического покрытия. Фонд универсальной услуги как драйвер развития ШПД в регионах.

Социальная нагрузка для операторов.

Место и роль мобильного ШПД в решении проблемы «цифрового неравенства».

Олимпийские сети 4G в Сочи, практический опыт.

Основные конкурирующие технологии в фиксированном, сотовом (и в частности LTE), спутниковом и DVB-T2 секторах ШПД. Где и что возобладает?

Модели развития Transport Networks для операторов фиксированной и мобильной связи.

Новые аспекты развития инфраструктуры сетей передачи данных.

Межоператорское взаимодействие в сфере эксплуатации, управлении и развитии сетей — ключевые тренды.

Smart Planing — «умное» планирование сетей связи.

Будущее фиксированного ШПД в условиях развития 3G, 4G сетей.

Развитие голосовых сервисов провайдерами ШПД-услуг — Voice Over LTE.

Поиск решений для разгрузки, повышения производительности и QoS сетей связи. QoS в сетях LTE и HSPA.

Backhaul LTE: каким будет сочетание проводных и беспроводных решений?

Использование Small Cells и Wi-Fi для повышения эффективности развития ШПД в городских условиях.

SON (Self Organising Networks) в сетях LTE.

Cloud RAN — варианты и подходы реализации.

Software Defined Data Centre, виртуализация сетевых функций (Network Functions Virtualization, NFV).

Перспективы 5G.

Взаимодействие операторов с OTT и CDN провайдерами.

Опыт развития ШПД на транспорте (авиа, ж/д).

Эффективная логистика трафика как драйвер потребления LTE-сервисов.

Абонентские устройства в сегменте ШПД, основные тренды: война платформ, повышение разрешения экрана, сопряжение с сетями и др.

Необходимые изменения в нормативно-правовой базе для возможности совместного использования АКТИВНОЙ инфраструктуры.

Механизмы развития ШПД в России. Регуляторные проблемы доступа.

Анализ проблем при совместном использовании частот операторами связи: юридические, оплаты ресурса, аукционы... Куда направляются средства за пользование частотным ресурсом и т. д.?

Европейский опыт в вопросах обмена частотами.

Внедрение принципа технологической нейтральности — перспективы, условия, возможности использования различных технологий. В каком виде, когда и на каких условиях может быть реализован принцип?

Совершенствование нормативно-правовой базы в целях совершенствования взаимодействия операторов на основе схемы MVNO. Текущее положение в присоединении и пропуска трафика, построении сетей связи. Возможности для создания MVNO в области передачи данных.

Развитие идей недискриминационного доступа. Новое дыхание — доступ к бизнес-центрам, домам, канализации и т.д.

Возможности использования инфраструктур монополий (энергетика, железные и автомобильные дороги, газопроводы и др.) для целей телекома.

Использование инфраструктуры РТРС для мобильных операторов.

Ключевые проблемы, возникающие на цепочке: Финансирование — Проектирование — Строительство (Модернизация, Развитие) — Ввод в эксплуатацию. Возможности и варианты шеринга в целом и на каждом из этапов. Привлечение сторонних подрядчиков.

Реализация комплексного подхода: от строительства объектов связи до последующей передачи обслуживания и эксплуатации на баланс застройщика. Возможности, подходы, практика.

Аутсорсинг строительства и эксплуатации объектов инфраструктуры сетей связи, эксплуатации оборудования сетей связи. Ожидания и практический опыт операторов связи.

Измерения и аутсорсинг измерений на сетях связи.

Построение и эффективность применения автоматизированного процесса управления строительством объектов сетей связи.

Возможности, практика и перспективы внедрения автоматизированной системы Network Resource Inventory (NRI) для консолидации информации о ресурсах сети оператора.

Проблематика подвесных ВОЛС, совместного использования ВОЛС. Совместное строительство кабельной инфраструктуры.

Возможности проекта строительства ВОЛС по дну Охотского моря (Сахалин-Магадан-Камчатка).

Подходы и методы совместного использования инфраструктуры сетей радиодоступа (RAN Sharing). Практический опыт.

Network Sharing. Реализованные проекты межоператорского взаимодействия.

Active RAN Sharing. Возможности и проблемы внедрения.

Технологическая сторона Network Sharing в сетях LTE.

Договорные отношения между операторами связи: правовое регулирование, подводные камни и тенденции и др.

Дополнительная информация и справки

Сайт: www.sharing-forum.com

Менеджер проекта: Оксана Бережная

Тел.: +7 (495) 698-93-85

Моб.: +7 (926) 427-51-81

Эл. адрес: ob@connectica-lab.ru



АЛЕКСЕЕВ
Максим
Олегович



Ведущий программист Института компьютерной безопасности, вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2010 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Автоматизированные системы обработки информации и управления». Является автором 12 научных публикаций. Область научных интересов — теория помехоустойчивого кодирования, теория защиты информации, нелинейные коды, атаки по сторонним каналам, проектирование защищенных архитектур, микропроцессорная техника. Эл. адрес: alexeev@vu.spb.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-книжки с исполняемыми алгоритмами, научные социальные сети. Эл. адрес: korbendfs@mail.ru

БОЙКО
Алексей
Александрович



Доцент, начальник лаборатории, заместитель начальника отдела Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», Воронеж. В 2004 году окончил Военный институт радиоэлектроники по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети». В 2008 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 80 научных публикаций. Область научных интересов — методы и системы защиты информации, методы оценки качества сложных систем. Эл. адрес: algeminy@mail.ru

АЛЛАХВЕРДИЕВА
Наиля
Ризван кызы



Гражданка Азербайджана. Доцент кафедры компьютерных и информационно-коммуникационных технологий Бакинской высшей школы нефти. В 1988 году окончила с отличием Азербайджанский государственный институт нефти и химии по специальности «Прикладная математика». В 1998 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 60 научных публикаций и одного патента на изобретение. Область научных интересов — теория шумов, методы повышения точности измерений, методы проектирования цифровых фильтров, разработка информационно-измерительных систем. Эл. адрес: nailaallahverdiyeva@yahoo.com

БЕЗЗАТЕЕВ
Сергей
Валентинович



Заведующий кафедрой технологий защиты информации и технической безопасности Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1980 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Автоматизированные системы управления». В 2011 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 40 научных публикаций. Область научных интересов — теория информации, теория кодирования, системы информационной безопасности. Эл. адрес: bsv@aanet.ru

ВИКТОРОВ
Дмитрий
Сергеевич



Преподаватель кафедры основ построения радиоэлектронных средств и систем Военной академии воздушно-космической обороны, Тверь. В 1990 году окончил Харьковское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск по специальности «Системы управления летательных аппаратов». В 2012 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 110 научных публикаций, одного патента на изобретение и восьми полезных моделей. Область научных интересов — методологические основы, системотехника и технология проектирования отказоустойчивых бортовых вычислительных систем. Эл. адрес: viktorov.dmitry@yandex.ru

ВОЛОШИНА
Наталья
Викторовна



Кандидат технических наук, доцент кафедры технологий защиты информации и техносферной безопасности Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2000 году окончила Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Радиотехника». В 2006 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 20 научных публикаций. Область научных интересов — цифровая обработка изображений, информационная безопасность, цифровые водяные знаки, системы обработки и передачи аудиовидеоданных. Эл. адрес: natali@vu.spb.ru

ДЬЯКОВА
Алена
Васильевна



Научный сотрудник Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», Воронеж. В 2008 году окончила Воронежский государственный технический университет по специальности «Комплексное обеспечение информационной безопасности автоматизированных систем». Является автором 20 научных публикаций. Область научных интересов — методы и системы защиты информации. Эл. адрес: alenka_x@inbox.ru

ДЬЯЧУК
Павел
Петрович



Профессор кафедры математического анализа и методики обучения математике в вузе Института математики, физики и информатики Красноярского государственного педагогического университета им. В. П. Астафьева. В 1970 году окончил Красноярский государственный педагогический институт по специальности «Учитель физики». В 1981 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук. Является автором более 200 научных публикаций. Область научных интересов — системы искусственного и естественного интеллекта, теория и практика разработки интеллектуальных систем управления учебной деятельностью. Эл. адрес: ppyachuk@rambler.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. 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

ЗАХАРОВА
Ольга
Леонидовна



Аспирант кафедры машинного проектирования бортовой электронно-вычислительной аппаратуры Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, ведущий инженер ФГУП «Санкт-Петербургское ОКБ «Электроавтоматика» им. П. А. Ефимова». В 1985 году окончила Ленинградский институт точной механики и оптики по специальности «Электронные вычислительные машины». Является автором двух научных публикаций. Область научных интересов — программирование, операционные системы реального времени, проектирование вычислительных машин и вычислительных систем интегрированной модульной авионики. Эл. адрес: zol_t@mail.ru

КАРАБАЛЫКОВ
Сергей
Александрович



Программист Института математики, физики и информатики Красноярского государственного педагогического университета им. В. П. Астафьева. В 2000 году окончил Красноярский государственный педагогический университет им. В. П. Астафьева по специальности «Учитель физики и информатики». Является автором 12 научных публикаций и одного авторского свидетельства на программный продукт. Область научных интересов — программирование, системы искусственного и естественного интеллекта, теория и практика разработки систем управления учебной деятельностью, методы компьютерной диагностики процессов самоорганизации деятельности человека. Эл. адрес: kaseal77@mail.ru

КИРСАНОВА
Юлия
Александровна



Соискатель кафедры машинного проектирования бортовой электронно-вычислительной аппаратуры Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, начальник отдела ФГУП «Санкт-Петербургское ОКБ «Электроавтоматика» им. П. А. Ефимова». В 1992 году окончила Санкт-Петербургский государственный университет по специальности «Прикладная математика». Является автором 16 научных публикаций. Область научных интересов — программирование, операционные системы реального времени, проектирование вычислительных машин и вычислительных систем интегрированной модульной авионики.
Эл. адрес: juliakirsan@yandex.ru

КОЛЧИН
Иван
Владимирович



Ведущий инженер департамента корпоративных технологий ООО «Сименс», Санкт-Петербург. В 2003 году окончил Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского по специальности «Радиофизика и электроника». В 2008 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 15 научных публикаций. Область научных интересов — встраиваемые системы, многопроцессорные системы жесткого реального времени, аппаратная виртуализация, операционные системы реального времени, цифровая обработка сигналов.
Эл. адрес: ivan.kolchin@siemens.ru

ЛОГИНОВ
Дмитрий
Анатольевич



Аспирант кафедры математического анализа и методики обучения математике в вузе Института математики, физики и информатики Красноярского государственного педагогического университета. В 2011 году окончил Красноярский государственный педагогический университет по специальности «Учитель физики и информатики». Является автором пяти научных публикаций и одного авторского свидетельства на программный продукт. Область научных интересов — программирование, системы искусственного и естественного интеллекта, теория и практика разработки систем управления учебной деятельностью.
Эл. адрес: rndphoenix@mail.ru

КНИГА
Екатерина
Викторовна



Аспирант кафедры машинного проектирования бортовой электронно-вычислительной аппаратуры Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, старший инженер ФГУП «Санкт-Петербургское ОКБ «Электроавтоматика» им. П. А. Ефимова». В 2012 году окончила Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики по специальности «Управление и информатика в технических системах». Является автором семи научных публикаций. Область научных интересов — вычислительные системы интегрированной модульной авионики.
Эл. адрес: ekovinskaya@gmail.com

КУЧМИН
Андрей
Юрьевич



Старший научный сотрудник лаборатории механики управляемых систем Института проблем машиноведения РАН, Санкт-Петербург. В 2005 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. В 2007 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 22 научных публикаций и двух патентов на изобретения. Область научных интересов — математическое моделирование в естественных науках, искусственный интеллект и принятие решений, математические проблемы теории управления и др.
Эл. адрес: radiotelescope@yandex.ru

МАРАХОВСКИЙ
Вячеслав
Борисович



Профессор кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Награжден благодарностью президиума АН СССР и медалями «Изобретатель СССР» и «Ветеран труда». В 1963 году окончил Ленинградский политехнический институт по специальности «Автоматика и телемеханика». В 1992 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 240 научных публикаций, в том числе четырех монографий и около 80 изобретений. Область научных интересов — логическое проектирование устройств, прикладная теория автоматов, проектирование асинхронных устройств и др.
Эл. адрес: vbmarak@gmail.com

**МАРЛЕЙ
Владимир
Евгеньевич**

Профессор, заведующий кафедрой вычислительных систем и информатики Государственного университета морского и речного флота им. адмирала С. О. Макарова, Санкт-Петербург. В 1971 году окончил Ленинградский институт водного транспорта по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». В 1998 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 140 научных публикаций, одного патента на полезную модель и пяти свидетельств о регистрации программного продукта. Область научных интересов — автоматизация моделирования и программирования, методы проектирования информационных систем. Эл. адрес: vmarley@yandex.ru

**СЕРГЕЕВ
Михаил
Борисович**

Профессор, заведующий кафедрой вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, директор НИИ информационно-управляющих систем Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики. В 1980 году окончил «ЛЭТИ». В 2001 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций и 14 патентов на изобретения. Область научных интересов — теория разрядных вычислений, методы проектирования спецпроцессоров для систем контроля и управления и др. Эл. адрес: mbse@mail.ru

**ТИХОНОВ
Эдуард
Прокофьевич**

Профессор кафедры биомедицинской электроники и охраны среды Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», член-корреспондент Метрологической академии. В 1963 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения. В 2009 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 190 научных публикаций, в том числе более 60 авторских свидетельств и патентов на изобретения. Область научных интересов — кибернетика, информатика, моделирование, информационно-измерительные системы, биомедицинская инженерия. Эл. адрес: edikleti@yandex.ru

**САНКИН
Петр
Сергеевич**

Ассистент кафедры технологий защиты информации и технической безопасности Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2006 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Информатика и вычислительная техника». Является автором десяти научных публикаций. Область научных интересов — информационная безопасность, сжатие изображений. Эл. адрес: spetros@gmail.com

**СОКОЛОВ
Михаил
Александрович**

Профессор кафедры бортовой радиоэлектронной аппаратуры Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1947 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Инженер-электрик по авиационному приборостроению». В 1972 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 130 научных публикаций, 50 авторских свидетельств и пяти патентов на изобретения. Область научных интересов — теория радиолокации и связи, методы проектирования радиоприемных устройств, вычислительные и информационные системы. Эл. адрес: guap22@mail.ru

**ТУРУБАНОВ
Михаил
Александрович**

Аспирант кафедры информационных технологий в электромеханике и робототехнике Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2010 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Роботы и робототехнические системы». Является автором восьми научных публикаций и двух патентов на изобретения. Область научных интересов — сверхпроводимость, нанотехнологии, оптимизация процессов, силовая электроника. Эл. адрес: kaf_32@aanet.ru

ФИЛИПPOB
Сергей
Николаевич



Аспирант кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, младший инженер ООО «Сименс», департамент корпоративных технологий, Санкт-Петербург. В 2012 году окончил магистратуру Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения по специальности «Приборостроение». Является автором шести научных публикаций и одного патента на изобретение. Область научных интересов — цифровая обработка сигналов, виртуализация, системы с повышенными требованиями к надежности, тестирование программного обеспечения. Эл. адрес: filippov_sergey@lenta.ru

ЧИСЛОВ
Сергей
Геннадиевич



Преподаватель кафедры основ построения радиоэлектронных средств и систем Военной академии воздушно-космической обороны, Тверь. В 1990 году окончил Минское высшее инженерное зенитное ракетное училище ПВО по специальности «Радиоинженер». Является автором 27 научных публикаций. Область научных интересов — теоретические основы, системотехника и алгоритмы формирования и обработки радиотехнических сигналов. Эл. адрес: chislov_sergey@mail.ru

ШИШЛАКОВ
Владислав
Федорович



Профессор, заведующий кафедрой управления и информатики в технических системах Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1982 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Электрооборудование летательных аппаратов». В 2002 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных и учебно-методических публикаций, в том числе трех монографий. Область научных интересов — синтез нелинейных систем автоматического управления с различными видами модуляции сигнала. Эл. адрес: kaf_32@aanet.ru

ЧЕПРУКОВ
Юрий
Васильевич



Доцент кафедры сервиса инженерных систем и естественно-научных дисциплин Российского государственного университета туризма и сервиса, филиал в г. Сочи. В 1976 году окончил Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина по специальности «Радиофизика и электротехника». В 1991 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 16 научных публикаций и трех авторских свидетельств на изобретения. Область научных интересов — теория радиолокации и связи, методы проектирования устройств формирования и обработки сложных сигналов, вычислительные и информационные системы. Эл. адрес: chuv52@mail.ru

ШИШЛАКОВ
Андрей
Владиславович



Инженер-программист ОАО «Концерн «НПО «Аврора», Санкт-Петербург. В 2005 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Роботы и робототехнические системы». Является автором двух научных публикаций. Область научных интересов — методы синтеза нелинейных электромеханических и электроэнергетических систем автоматического управления, в том числе со сверхпроводниковым оборудованием. Эл. адрес: shyshlakov@yahoo.com

ШОШМИНА
Ирина
Владимировна



Старший преподаватель кафедры распределенных вычислений и компьютерных сетей института информационных технологий и управления Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. В 1997 году окончила Санкт-Петербургский государственный технический университет по специальности «Прикладная математика». Является автором восьми научных публикаций. Область научных интересов — методы формальной верификации параллельных и распределенных систем, метод проверки модели, темпоральные логики, спецификация требований. Эл. адрес: ishoshmina@dcn.icc.spbstu.ru

6-я Выставка ОХРАНА. БЕЗОПАСНОСТЬ. ПРОТИВОПОЖАРНАЯ ЗАЩИТА

Sips
OUTH RUSSIA

2 - 4
сентября 2014

Одновременно с выставками:



Развитие инфраструктуры
Юга России



Нефть и газ
Юга России

Организатор:



T +7 (861) 200-12-34, 200-12-29

F +7 (861) 200-12-54

E sips@krasnodarexpo.ru

КРАСНОДАР
ул. Зиповская, 5

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ



www.sips-expo.ru

ISSN 1684-8853



9 771684 885009