Заказ журналов:
• по каталогу **"Роспечать"** (индекс 80714)
• **в редакции** (t-comm@yandex.ru)

Региональные подписные агентства
http://www.media-publisher.ru/raspr.shtml

Периодичность выхода — 12 номеров в год
Стоимость одного экземпляра 500 руб.

Целевая аудитория по распространению

• Телекоммуникационные компании • Дистрибьюторы телекоммуникационного оборудования и услуг • Разработчики и производители абонентского оборудования • Энергетические компании • Автотранспортные предприятия • Компании, занимающиеся железнодорожными, воздушными и морскими перевозками • Провайдеры охранно-поисковых услуг • Геодезические и картографические организации • Государственные ведомства и организации; • Строительные компании • Профильные учебные заведения

Тираж 3000 экз. + Интернет-версия

Адрес редакции
111024, Россия, Москва,
ул. Авиамоторная, д. 8, стр. 1, офис 512-514
e-mail: t-comm@yandex.ru
Тел.: +7 (495) 957-77-43

РЕДАКЦИЯ

Издатель
Светлана Дымкова (ds@media-publisher.ru)

Директор отдела развития и рекламы
Ольга Дорошкевич (ovd@media-publisher.ru)

Отдел распространения и подписки
info@media-publisher.ru

Предпечатная подготовка
ООО "ИД Медиа Паблишер"

Поддержка Интернет-портала
Сергей Алексанян

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия. Свидетельство о регистрации: ПИ № ФС77-27364.
Язык публикации: русский, английский.

Мнения авторов не всегда совпадают с точкой зрения редакции.
За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет

Материалы, опубликованные в журнале — собственность ООО "ИД Медиа Паблишер". Перепечатка, цитирование, дублирование на сайтах допускаются только с разрешения издателя

Плата с аспирантов за публикацию рукописи не взимается

© ООО "ИД Медиа Паблишер", 2016

Издательство

ПОЛНЫЙ ЦИКЛ ПОДГОТОВКИ КНИГ, ПЕРИОДИЧЕСКИХ ИЗДАНИЙ И РЕКЛАМНОЙ ПРОДУКЦИИ — ЭКСКЛЮЗИВНЫЙ ДИЗАЙН

ПРОФЕССИОНАЛЬНОЕ ЛИТЕРАТУРНОЕ И ТЕХНИЧЕСКОЕ РЕДАКТИРОВАНИЕ

ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННАЯ ОФСЕТНАЯ И ЦИФРОВАЯ ПЕЧАТЬ В КРАТЧАЙШИЕ СРОКИ

ДОСТАВКА ГОТОВОГО ТИРАЖА

Индексирование журнала T-Comm

научно-технический журнал
T-Comm
Телекоммуникации и Транспорт

Ulrich's Periodicals Directory — ULRICHSWEB GLOBAL SERIALS DIRECTORY
Google Scholar — Google scholar
NEICON — NEICON
ВИНИТИ РАН — крупнейший российский и мировой информационный и аналитический центр
CyberLeninka (Open Science)
Научная электронная библиотека eLIBRARY.RU — НАУЧНАЯ ЭЛЕКТРОННАЯ БИБЛИОТЕКА eLIBRARY.RU
Bielefeld Academic Search Engine (BASE) — BASE
OCLC WorldCat — WorldCat
NORMA CS — NORMACS СИСТЕМА НОРМАТИВОВ
Registry of Open Access Repositories (ROAR)

ISSN 2072-8735 (Print) ISSN 2072-8743 (Online)

Подписной индекс Агентства "Роспечать" — 80714

T•Comm
Телекоммуникации и транспорт
ТОМ 10. №4-2016

Журнал включен в перечень периодических научных изданий, рекомендуемый ВАК Минобразования России для публикации научных работ, отражающих основное научное содержание кандидатских и докторских диссертаций.

Учредитель
ООО "Издательский дом Медиа Паблишер"

Главный редактор
Тихвинский Валерий Олегович

Издатель
Дымкова Светлана Сергеевна
ds@media-publisher.ru

Редакционная коллегия

Аджемов Артём Сергеевич
(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия
Бугаев Александр Степанович
(академик РАН), Россия
Буслаев Александр Павлович
(д.ф-м.н., профессор МТУСИ), Россия
Вааль Альберт
(д.т.н., старший научный сотрудник Ганноверского университета им. Лейбница на кафедре коммуникационной техники), Германия
Головачев Юлиус
(управляющий консультант Detecon International GmbH), Германия
Дулкейтс Эрик
(д.т.н., старший исполнительный директор корпорации Detecon), Силиконовая долина, США
Елизаров Андрей Альбертович
(д.т.н., профессор МИЭМ, НИУ ВШЭ), Россия
Зубарев Юрий Борисович
(д.т.н., член-корреспондент РАН, заслуженный деятель науки РФ), Россия
Кирхгесснер Юрий
(д.т.н., Директор IncotelogyLtd.), Великобритания
Корбетт Ровэлл
(д.т.н., директор по исследованиям в научно-исследовательском центре China Mobile Research Institute, профессор университета Назарбаева), Гон-Конг (Китай), США
Кузовкова Татьяна Алексеевна
(д.э.н., декан экономического факультета МТУСИ), Россия
Кюркчан Александр Гаврилович
(д.ф-м.н., профессор МТУСИ), Россия
Сеилов Шахмаран Журсинбекович
(д.э.н., Президент Казахской академии инфокоммуникаций), Казахстан
Сысоев Николай Николаевич
(д.ф-м.н., декан физического факультета МГУ им. М.В. Ломоносова), Россия
Шарп Майкл
(д.э.н., вице-президент европейского института стандартизации – ETSI), Великобритания
Яшина Марина Викторовна
(д.т.н., профессор, МТУСИ), Россия

www.media-publisher.ru

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Логовский А.С., Лепешкин С.А., Шульга И.Н., Богомаз Д.В.
Концепция построения и применения автоматизированных учебно-тренировочных средств в учебном процессе для подготовки специалистов по эксплуатации РЛС дальнего обнаружения 4

Жамбалова С.Ц., Шпенст В.А.
Способы представления высокодинамичных процессов в электромеханических системах 9

Зельманов С.С.
Резонанс на боковых частотах АМ-сигнала при следящем радиоприёме 13

Злобин В.А.
Необходимый и достаточный набор информативных признаков для классификации манипулированных сигналов 21

Немыкин А.А.
Сравнительный анализ эффективности различных алгоритмов фильтрации флуктуирующих параметров в условиях ограниченной производительности вычислителя 26

Хлопов Б.В., Шашурин В.Д., Самойлович М.И.
Оптимальная длительность импульсного магнитного поля для стирания записанной информации на мультиферроидных материалах НЖМД 31

Власов В.А.
Высокоэффективные усилители мощности сигналов OFDM с полярной и декартовой архитектурой, использующие ключевой режим с сигма-дельта или ШИМ кодированием 37

СВЯЗЬ

Карякин В.Л., Карякин Д.В., Морозова Л.А.
Методы ТВ вещания в стандарте DVB-T2 со вставкой регионального контента 41

Птицын Г.А.
Методы оценки и математические модели живучести сетей связи 47

МАТЕМАТИКА

Волков В.Ф., Галанкин А.В., Жигулин Ю.А.
Методика обоснования структуры системы информационного обеспечения организационно-технических систем на основе принципа гарантированного результата 52

УПРАВЛЕНИЕ

Буренин А.Н., Легков К.Е., Боговик А.В.
Моделирование процедур поддержки процессов организационного управления системами специального назначения 58

ПУБЛИКАЦИИ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

Арутюнян Р.В.
Новый подход к редукции многомерных линейных краевых задач к эквивалентным граничным интегральным уравнениям 63

Терехов А.Н.
Метод интегральной оценки качества телефонного общения при модернизации сетей и/или введении перспективных услуг связи 67

CONTENT

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

Logovsky A.S., Lepeshkin S.A., Shulga I.N., Bogomaz D.V.
The concept of construction and application of automated training equipment in the educational process for training specialists for the exploitation of long range radar 4

Zhambalova S.C., Shpenst V.A.
Way of presenting highly dynamic processes in electromechanic systems 9

Zelmanov S.S.
Resonanse on side frequency of am-signal with trackig recepnion 13

Zlobin V.A.
Necessary and sufficient key feature set for digital modulation classification 21

Nemykin A.A.
Comparative performance analysis of different filtration algorithms of fluctuating parameters in the conditions of the limited capacity of the evaluator 26-30

Khlopov B.V., Shashurin V.D., Samoylovich M.I.
The optimum duration of a pulse magnetic field for deleting of the written-down information on the multiferroic materials winchesters 31

Vlasov V.V.
High-power amplifiers OFDM signals with polar and cartesian architecture using a key mode sigma-delta or PWM-coded 37

COMMUNICATIONS

Karyakin V.L., Karyakin D.V., Morozova L.A.
Methods of TV broadcasting in the standard DVB-T2 with inserts regional content 41

Ptitsyn G.A.
Estimation methods and mathematical models of communication networks survivability 47

MATHEMATICS

Volkov V.F., Galankin A.V, Gigulin U.A.
Suggestions on applicationof computing center administration system in aerospace forcescontrol UNITS 52

MANAGEMENT

Burenin A.N., Legkov K.E., Bogovic V.A.
Modelling procedures to support processes of organizational control systems for special purposes 58

PUBLICATIONS IN ENGLISH

Arutyunyan R.V.
A new approach to the reduction of multidimensional linear boundary value problems for an equivalent boundary integral equations 63

Terekhov A.N.
The integrated evaluation of the quality of phone conversation under new perspective communication services 67

T•Comm
Telecommunications and transport
Volum 10. №4-2016

The journal is included in the list of scientific publications, recommended Higher Attestation Commission Russian Ministry of Education for the publication of scientific works, which reflect the basic scientific content of candidate and doctoral theses.

Founder
"Media Publisher", Ltd.

Publisher
Dymkova Svetlana Sergeevna
ds@media-publisher.ru

Editor in Chief
Dr. Valery Tikhvinskiy

Editorial board

Adzhemov Artem S.
Doctor of sciences., Professor MTUCI, Russia

Bugaev Alexander S.
Academician of the RAS, Russia

Buslaev Alexander P.
Doctor of sciences., Professor MTUCI, Russia

Corbett Rowell
Full Professor: Electronic & Electrical Engineering Nazarbayev University, Hong Kong (China), USA

Golovachyov Julius
Managing Consultant Detecon Intarnational GmBH, Germany

Dulkeyts Eric
Ph.D., chief executive officer of the corporation Detecon, USA

Kirhgessner Yuri
Ph.D., Director IncotelogyLtd., United Kingdom

Kuzovkova Tatyana A.
PhD, Dean of the Faculty of Economics MTUCI, Russia

Kyurkchan Alexander G.
Doctor of sciences, Professor MTUCI, Russia

Seilov Shakhmaran Zh.
PhD, President of the Kazakh Academy of Infocomm, Kazakhstan

Sharpe Michael
PhD, vice-president of the European Standards Institute – ETSI, United Kingdom

Sysoev Nikolai N.
Doctor of sciences., Dean of the Faculty of Physics of Moscow State University. Lomonosov, Russia

Waal Albert
Ph.D., Senior Research Fellow University of Hanover. Leibniz at the Department of Communications Technology, Germany

Yashina Marina V.
Doctor of sciences, Professor MTUCI, Russia

Yelizarov Andrey A.
Doctor of sciences., Professor MIEM, HSE, Russia

Zubarev Yuri B.
Ph.D., corresponding member of the Russian Academy of Sciences, Honored Scientist of Russia, Russia

All artocles and illustrations are copyryght. All rights reserved. No reproduction is permitted in whole or part without the express consent of Media Publisher Joint-Stock Company

© "Media Publisher", 2016

www.media-publisher.ru

КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ И ПРИМЕНЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ УЧЕБНО-ТРЕНИРОВОЧНЫХ СРЕДСТВ В УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ ДЛЯ ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ ПО ЭКСПЛУАТАЦИИ РЛС ДАЛЬНЕГО ОБНАРУЖЕНИЯ

Логовский Алексей Станиславович,
к.ф.-м.н., главный конструктор ОАО "Радиотехнический институт имени академика А.Л.Минца", г. Москва, Россия,
logovsky@rti-mints.ru

Лепешкин Сергей Анатольевич,
к.т.н., заместитель начальника кафедры Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия,
lepeshkins@mail.ru

Шульга Игорь Николаевич,
к.в.н., доцент, начальник кафедры Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия,
shulgain66@mail.ru

Богомаз Дмитрий Валерьевич,
старший преподаватель кафедры Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия,
d.v.bogomaz@gmail.com

Ключевые слова: *учебно-тренировочные средства, радиолокационная станция, аппаратно-программные средства, автоматизация обучения, учебно-методические материалы.*

В условиях расширения номенклатуры и увеличения количества современных радиолокационных станций дальнего обнаружения, используемых в войсках ВКС, возникает проблема качественной подготовки военных специалистов и специалистов промышленности для обеспечения их эксплуатации. Применение автоматизированных учебно-тренировочных средств (УТС) позволит существенно ускорить процесс обучения при одновременном повышении его качества, особенно в части формирования практических навыков и тренированности обслуживающего персонала. Важным аспектом предлагаемой концепции является унификация УТС для различных сфер применения и решаемых задач, создаваемых на основе штатных вычислительных комплексов и программного обеспечения средств вооружения, военной и специальной техники (ВВСТ), разрабатываемых промышленностью. Функциональность УТС при использовании их в военных учебных заведениях может быть увеличена за счет использования аппаратно-программных средств и стендов, получаемых от предприятий промышленности. Наличие в составе УТС аппаратно-программных средств позволяет расширить спектр образовательного воздействия на обучающихся, увеличив объем учебно-методических материалов с учетом дифференцирования их по специальностям и уровням обученности, включив практические занятия и тренажи для подготовки должностных лиц командного и инженерно-технического состава эксплуатирующих войсковых частей. Введено и обосновано понятие унифицированного учебно-тренировочного комплекса (УУТК) – универсального УТС, одинаково пригодного как для использования на радиолокационных станциях в целях повышения квалификации и контроля знаний обслуживающего персонала, так и в военных учебных заведениях для обеспечения образовательного процесса всех уровней подготовки военных специалистов, а также необходимого на предприятиях промышленности для организации эксплуатационной практики. Исследованы вопросы и сформулированы требования по формированию оптимального состава УУТК в различных вариантах исполнения, обозначена его структура в зависимости от предназначения и решаемых задач. Выработаны предложения по расширению функциональности УУТК за счет использования аппаратно-программных средств и стендов предприятий промышленности, а также обозначены отдельные вопросы разработки и внедрения учебно-методических материалов в соответствующие комплектации УУТК, требующие самостоятельной проработки.

Для цитирования:
Логовский А.С., Лепешкин С.А., Шульга И.Н., Богомаз Д.В. Концепция построения и применения автоматизированных учебно-тренировочных средств в учебном процессе для подготовки специалистов по эксплуатации РЛС дальнего обнаружения // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №4. – С. 4-8.

For citation:
Logovsky A.S., Lepeshkin S.A., Shulga I.N., Bogomaz D.V. The concept of construction and application of automated training equipment in the educational process for training specialists for the exploitation of long range radar. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.4, pp. 4-8. (*in Russian*)

Введение

В условиях расширения номенклатуры и увеличения количества современных радиолокационных станций дальнего обнаружения (РЛС ДО), используемых в войсках ВКС, возникает проблема качественной подготовки военных специалистов и специалистов промышленности для обеспечения их эксплуатации. Непрерывное развитие современных РЛС ДО (далее РЛС), сложность решаемых задач, высокая динамичность ракетно-космической обстановки предъявляют повышенные требования к качеству подготовки специалистов, а высокие темпы создания новых РЛС требуют наличия подготовленных специалистов «здесь и сейчас». С другой стороны, качественная подготовка высококлассных специалистов для эксплуатации современных РЛС требует значительного времени и не может быть проведена за сжатые сроки без ущерба качеству.

Возникшее противоречие может быть преодолено за счет внедрения автоматизированных методов обучения, позволяющих проводить самостоятельную подготовку и дистанционное обучение, в том числе и вне учебных заведений [1].

Сложившаяся ситуация стимулирует развитие:

– эффективных подходов к созданию автоматизированных средств обучения – учебно-тренировочных комплексов (УТК);

– методологии применения УТК на всех этапах подготовки военного специалиста: от обучения в военных ВУЗах до элементов боевой подготовки в войсковых частях, эксплуатирующих РЛС.

Применение УТК на различных этапах подготовки военного специалиста требует по-новому взглянуть на вопросы унификации УТК [2].

Описание основных результатов исследования. В радиотехнических узлах (РТУ), укомплектованных современными РЛС, давно внедрены и успешно применяются УТК, в целях повышения квалификации и тренажа военных специалистов, эксплуатирующих изделия, а также слаживания обслуживающего персонала. Однако внедрение УТК в РТУ решает только часть проблемы подготовки кадров и не окажет существенного влияния на подготовку молодых офицеров – выпускников военных ВУЗов, за исключением использования УТК в период войсковых стажировок. Поэтому целесообразно распространить технологии автоматизированного обучения с применением УТК на образовательный процесс профильных военных академий.

Таким образом, возникает понятие унифицированного учебно-тренировочного комплекса (УУТК) – универсального УТС, одинаково пригодного как для использования на РТУ в целях повышения квалификации и контроля знаний личного состава боевых расчетов, так и в военных учебных заведениях для обеспечения образовательного процесса всех уровней подготовки военных специалистов, а также на предприятиях промышленности.

Использование подобного единого инструмента на протяжении всего периода подготовки позволяет также решить задачу непрерывности и «преемственности» обучения, когда на всех этапах обучающийся пользуется одним и тем же инструментом – УУТК. Поскольку в основе концепции построения УУТК лежит принцип «сделать так же, как и в реальном изделии», то процесс перехода от обучения к реальной работе максимально упрощается, фактически превращаясь в простое перемещение из учебного класса на пункт управления РЛС.

Развитие УТК до превращения его в УУТК должно проводиться по нескольким направлениям [3]:

– расширение состава УТК в части увеличения количества автоматизированных рабочих мест (АРМ) обучающихся;

– развитие учебно-методического комплекса (УМК), позволяющего реализовать все необходимые элементы образовательного процесса в ходе обучения военных специалистов;

– расширение функциональности, т.е. обеспечения решения новых задач, не свойственных УТК для РТУ.

Самым сложным здесь является вопрос расширения функциональности УУТК, т.е. обеспечения решения новых задач, не свойственных существующим УТК. Здесь речь идет в первую очередь о задачах, связанных с изучением состава РЛС и особенностей работы с ним. Поскольку УТК содержит в своем составе вычислительные средства, обеспечивающие функционирование боевых программ изделия, то в вопросах изучения функционирования алгоритмов работы РЛС, обеспечивающих решение функциональных задач по назначению, УТК вполне может быть использован в качестве такого инструмента и в этой части не должен существенно отличаться от УУТК. Однако существует другой аспект изучения функционирования РЛС, связанный с функционированием ее аппаратного состава – частотно-зависимой части (ЧЗЧ). ЧЗЧ изделия представляет собой сложный аппаратно-программный комплекс, по номенклатуре и количеству аппаратных элементов существенно более широкий, чем вычислительный комплекс изделия. К тому же в ЧЗЧ обслуживающим персоналом решается весьма широкий класс специфических задач, таких как поиск аппаратных неисправностей, замена элементов из ЗИП и т.д. Поэтому УУТК должен включать в свой состав аппаратные средства ЧЗЧ изделия, которые будут использоваться для обучения работе с ними [4].

Поскольку УУТК представляется, прежде всего, инструментом для подготовки военных специалистов всех уровней образования: магистратура, высшее профессиональное образование (ВПО) и дополнительное профессиональное образование (ДПО), в военных ВУЗах, важным является вопрос о его комплектовании аппаратными средствами. Если вычислительные средства УУТК (также как и УТК) могут быть без ущерба для процесса обучения заменены на более простые и универсальные (например, на обычные ПЭВМ), то в качестве аппаратных средств необходимо использовать именно аппаратные средства ЧЗЧ конкретных изделий, номенклатура и количество которых может быть весьма емким. Необходимость наличия таких средств ведет к финансовым затратам и весьма существенным, при этом нужных средств для оснащения учебных заведений средствами УУТК может и не оказаться, что несомненно негативно скажется на качестве процесса обучения.

Существует несколько вариантов решения данной проблемы:

– наличие целевых программ (с соответствующим финансированием) по оснащению военных учебных заведений необходимой материально-технической базой;

– заимствование образцов аппаратных средств в виде стендов, опытных образцов и т.д. у предприятий промышленности;

– использование списанных (неисправных, отказавших) образцов составных частей реальных боевых изделий для проведения учебного процесса (в части, не связанной с изучением функционирования).

Лучшим вариантом из предложенных является первый - наличие целевых программ по оснащению военных учебных заведений необходимой материально-технической базой. Однако следует отдавать себе отчет в том, что стоимость материально-технических средств УУТК может составлять несколько десятков миллионов рублей, что является серьезным препятствием для их немедленного получения.

Альтернативой созданию отдельного УУТК, укомплектованного аппаратными средствами ЧЗЧ, является их заимствование. Заимствование может быть осуществлено путем получения от предприятий промышленности стендов, опытных образцов и т.д., созданных в интересах изделий в рамках различных опытно-конструкторских работ (ОКР). Технически данная операция является осуществимой, так как и стенды, и опытные образцы, создаваемые предприятиями промышленности в рамках ОКР, являются собственностью Заказчика (МО РФ) и по решению Заказчика они могут быть переданы в военные учебные заведения, также находящиеся под эгидой МО РФ. С точки зрения технико-экономических показателей это окажется существенно дешевле, чем закупка новой материально-технической базы, поскольку затраты будут касаться лишь монтажно-демонтажных работ и транспортировки, что составляет существенно меньшую сумму, чем стоимость самих материальных ценностей.

Наконец в процессе обучения могут быть использованы и списанные неработоспособные образцы, получаемые с реальных изделий. Разумеется, они должны использоваться не для обучения их функционированию, а для изучения их устройства и обращению при замене элементов из ЗИП, т.е. при проведении чисто механических манипуляций.

Определение рационального состава УУТК производится на основании анализа ряда критериев [5]:

– назначение конкретного образца УУТК;

– состав обучающихся;

– количество автоматизированных рабочих мест (АРМ);

– возможность и целесообразность применения штатных (из состава базового комплекса пункта управления РЛС) или промышленных вычислительных средств (ВС);

– возможность и целесообразность применения штатного общесистемного программного обеспечения (ОСПО);

– необходимость применения комплексного имитационно-моделирующего стенда конкретного изделия из состава РТУ или нескольких различных изделий.

В результате проведенной классификации выделено три варианта комплектации УУТК (табл. 1):

Комплектация ВУЗа – УУТК для подготовки командного и инженерно-технического состава для воинских частей, эксплуатирующих РЛС, на базе специализированных кафедр военных академий по программам магистратуры, ВПО и ДПО;

Комплектация опытно-эксплуатационного комплекса (ОЭК) – УУТК для подготовки специалистов в рамках проведения эксплуатационных практик должностных лиц воинских частей, эксплуатирующих РЛС на базе ОЭК промышленности. На базе ОЭК так же может проводиться обучение сотрудников эксплуатационных отделов;

Комплектация РТУ – УУТК для подготовки, тренировки и отработки слаженности обслуживающего персонала конкретного РТУ.

Таблица 1

Варианты комплектации УУТК

Критерий	**Назначение**		
	Обучение по программам магистратуры, ВПО и ДПО	Эксплуатационная практика на предприятии	Боевая подготовка в воинской части, эксплуатирующей РЛС
	Военные ВУЗы	**Промышленность**	**РТУ**
Состав обучающихся	Слушатели и курсанты военных ВУЗов, военные специалисты на курсах ДПО	Военнослужащие из состава обслуживающего персонала различных РТУ	Должностные лица обслуживающего персонала конкретного РТУ
Учебные программы (курсы)	Основные профессиональные образовательные программы магистратуры, ВПО и СПО по соответствующей военной специальности. Переподготовка и повышение квалификации по программам ДПО.	Основы эксплуатации РЛС. Поиск и устранение неисправностей РЛС. Подготовка к выполнению задач по предназначению на пунктах управления РТУ.	Тренажи при подготовке к выполнению задач по предназначению на пунктах управления РТУ
Количество АРМ	12-15 человек	6-12 человек	6 человек
Аппаратно-программные средства	Штатные и их функциональные аналоги	Штатные и их функциональные аналоги	Штатные
Комплексный имитационно-моделирующий стенд	Программное обеспечение различных РТУ	Программное обеспечение различных РТУ	Штатное программное обеспечение РТУ

Требования к структуре и составу УУТК РЛС.

Структура УУТК:

– комплект аппаратуры;

– комплект программного обеспечения;

– комплект учебно-методических материалов и эксплуатационной документации;

– дополнительные средства обучения.

Рассмотрим состав каждого варианта комплектации УУТК:

1. Комплектация ВУЗа

Комплект аппаратуры:

– рабочее место оператора (РМО) на промышленных ВС (12-15 шт.);

– рабочее место инструктора (РМИ) на промышленных ВС (1 шт.);

– промышленные ВС для размещения программного обеспечения УУТК;

– промышленные и/или штатные ВС для размещения программного обеспечения комплексного имитационно-моделирующего стенда;

– расширенный набор средств коллективного отображения информации;

– принтер.

Комплект программного обеспечения:

– промышленное ОСПО, пригодное для установки программного обеспечения РЛС;

– функциональное программное обеспечение (ФПО) отображения и диалога (заимствуется из состава программного обеспечения РЛС);

– программное обеспечение комплексного имитационно-моделирующего стенда (заимствуется из состава программного обеспечения РЛС);

– ФПО УТК.

Комплект учебно-методических материалов и эксплуатационной документации:

– учебно-методические, справочные и контрольные материалы ВУЗа;

– комплект эксплуатационной документации РЛС для различных РТУ.

В состав приведенной комплектации ВУЗа могут быть включены дополнительные учебно-тренировочные средства: аппаратные, программные и учебно-методические.

2. Комплектация ОЭК

Комплект аппаратуры:

– РМО на промышленных ВС (6-12 шт.);

– РМИ на промышленных ВС (1 шт.);

– промышленные или штатные ВС для размещения программного обеспечения УУТК;

– штатные и промышленные ВС для размещения программного обеспечения комплексного имитационно-моделирующего стенда;

– средства коллективного отображения информации;

– принтер.

Комплект программного обеспечения:

– промышленное ОСПО или заимствованное из состава программного обеспечения РЛС;

– ФПО отображения и диалога (заимствуется из состава программного обеспечения РЛС);

– программное обеспечение комплексного имитационно-моделирующего стенда (заимствуется из состава программного обеспечения РЛС);

– ФПО УТК.

Комплект учебно-методических материалов и эксплуатационной документации:

– учебно-методические, справочные и контрольные материалы различных РТУ;

– комплект эксплуатационной документации РЛС различных РТУ.

3. Комплектация РТУ.

Комплект аппаратуры:

– РМО с штатными ВС конкретного РТУ (6 шт.);

– РМИ с штатными ВС конкретного РТУ (1 шт.);

– штатные ВС для размещения программного обеспечения УУТК;

– штатные ВС для размещения программного обеспечения комплексного имитационно-моделирующего стенда;

– средства коллективного отображения информации;

– принтер.

Комплект программного обеспечения:

– ОСПО из состава конкретного РТУ;

– ФПО отображения и диалога из состава конкретного РТУ;

– программное обеспечение комплексного имитационно-моделирующего стенда из состава конкретного РТУ;

– ФПО УТК.

Комплект учебно-методических материалов и эксплуатационной документации:

– учебно-методические, справочные и контрольные материалы конкретного РТУ;

– комплект эксплуатационной документации РЛС конкретного РТУ.

Следует отметить, что отдельные вопросы разработки и внедрения учебно-методических материалов в соответствующие комплектации УУТК требуют самостоятельной проработки:

– разработка методики определения рационального набора обучающих и контролирующих процедур, составления оптимального плана их использования в интерактивной электронной обучающей системе УУТК;

– разработка методики интегральной оценки уровня обученности военных специалистов на УУТК;

– разработка требований к составу и содержанию учебно-методического комплекса и функционирующей на его основе интерактивной электронной обучающей системе соответствующей комплектации УУТК;

– разработка предложений и рекомендаций по внедрению в учебный процесс вузов и боевую подготовку войск УУТК.

Выводы

Таким образом, УУТК как инструмент согласно предлагаемой концепции автоматизированного обучения может и должен использоваться на всех этапах обучения – от обучения в военных учебных заведениях по специальности до повышения квалификации на РТУ. При этом уже на этапе обучения в военном ВУЗе УУТК должен быть укомплектован набором аппаратно-программных средств и учебно-методическими материалами, позволяющими применять его в качестве инструмента для обеспечения широкого круга учебных программ.

Литература

1. *Ефремов О.Ю.* Военная педагогика. СПб.: Питер. 2008. 640 с.

2. *Скотников А.А., Погребняк Р.Н.* Пути тренажерной подготовки войск // Военный парад. 2007. № 2 (80). С. 60-62.

3. *Башмаков А.И., Башмаков И.А.* Разработка компьютерных учебников и обучающих систем. М.: Информационно-издательский дом «Филинъ». 2003. 616 с.

4. *Логовский А.С., Ковальчук А.Н., Павлов В.А., Харебин Д.А.* Основы построения и функционирования РЛС ВЗГ. Монография // Логовский А.С. и др. Тверь: ВА ВКО, 2015. 204 с.

5. *Логовский А.С., Якубовский С.В., Богомаз Д.В., Харебин Д.А.* Особенности построения и применения УТК радиоэлектронных изделий ВЗГ // Сборник материалов II всероссийской научно-технической конференции РТИ Системы ВКО-2014. М.: Радиотехника. 2014. С. 326-336.

THE CONCEPT OF CONSTRUCTION AND APPLICATION OF AUTOMATED TRAINING EQUIPMENT IN THE EDUCATIONAL PROCESS FOR TRAINING SPECIALISTS FOR THE EXPLOITATION OF LONG RANGE RADAR

Logovsky Aleksey Stanislavovich,
Ph.D., Chief Designer, OJSC Mints Radiotechnical Institute, Moscow, Russia,
logovsky@rti-mints.ru

Lepeshkin Sergey Anatolevich,
Ph.D., Deputy Head of Department, Military Space Academy, St. Petersburg, Russia,
lepeshkins@mail.ru

Shulga Igor Nikolaevich,
Ph.D., Head of Department, Military Space Academy, St. Petersburg, Russia,
shulgain66@mail.ru

Bogomaz Dmitry Valerevich,
Senior Research Fellow of Department, Military Space Academy, St. Petersburg, Russia,
d.v.bogomaz@gmail.com

Abstract
The article is devoted to the quality of training of military specialists and industry specialists in the conditions of expanding the range and increasing the number of modern long range radar. Application of automated training facilities will significantly accelerate the learning process while improving its quality, especially in the formation of practical skills and experience of maintenance staff. An important aspect of the proposed concept is the unification of the training facilities for various applications and tasks, created on the basis of full-time computing systems and software of military means, military and special facilities, developed by industry.
Functionality of training facilities when used in military training institutions can be increased through the use of hardware and software, and stands obtained from industrial enterprises. Presence in the structure of training facilities of hardware and software enables to expand the range of educational effects on students by increasing the amount of training materials based on the differentiation of specialties and levels of training, including practical training and exercises for the training of officials of command and engineering and technical staff of exploiting military units.
Notion of unified training complex is introduced and substantiated as a universal training facility, suitable both for use on radar to enhance the skills and knowledge staff control and at military educational institutions for educational process of all levels training of military specialists training, which is also necessary in industrial enterprises for the organization of operational practices.
The problems are investigated and the requirements are formulated for the formation of the optimal composition of unified training complex in different execution versions; its structure is designated depending on the purpose and tasks. Proposals for enhancing the functionality of the unified training complex through the use of hardware and software, and stands industrial enterprises are developed as well as the individual issues of development and implementation of educational materials in the appropriate configuration of the unified training complex, requiring self-study are designated.

Keywords: *training facilities, radar station, hardware and software, automation training, educational materials.*

References

1. *Efremov O.Y.* Military pedagogy. St. Petersburg: Publishing house of Peter, 2008. 640 p. (*In Russian*).
2. *Skotnikov A.A., Pogrebnyak R.N.* The way of the army training / Military parade. 2007. No. 2 (80). Pp. 60-62. (*In Russian*).
3. *Bashmakov A.I., Bashmakov I.A.* Development of computer textbooks and training systems. Moscow: Information and publishing house "Filin". 2003. 616 p. (*In Russian*).
4. *Logovsky A.S., Kovalchuk A.N., Pavlov V.A., Kharebin D.A.* Fundamentals of construction and operation of radar stations of high factory readiness. Monograph. Tver: VA VKO, 2015. 204 p. (*In Russian*).
5. *Logovsky A.S., Yakubovsky S.V., Bogomaz D.V., Kharebin D.A.* Features of construction and use of training facilities of electronic products of high factory readiness / Proceedings of the II all-Russian scientific-technical conference RTI System VKO-2014. Moscow: Radiotechnika. 2014. Pp. 326-336. (*In Russian*).

СПОСОБЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ВЫСОКОДИНАМИЧНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Жамбалова Сарюна Цыренжаповна,
аспирант кафедры Электронных систем,
Национальный минерально-сырьевой университет "Горный",
Санкт-Петербург, Россия,
Zhsaryuna@ya.ru

Шпенст Вадим Анатольевич,
д.т.н., профессор кафедры Электронных систем
Национальный минерально-сырьевой университет "Горный",
Санкт-Петербург, Россия

Ключевые слова: *представление высокодинамичных процессов в электромеханических системах, измерительная информация, повышение точности измерительной информации.*

Рассмотрены способы отображения временных реализаций высокодинамичных процессов, которые протекают в электромеханических системах. Требования к точности контроля и диагностики электромеханических систем неуклонно растут, следовательно, вопрос о разработке наиболее точного представления измерительной информации высокодинамичного процесса всегда будет актуален. Высокодинамичные процессы по своей природе имеют случайный характер распространения и сложно предсказать их изменения в следующий момент времени. Характер поведения изучаемых процессов недостаточно изучен, что вызывает проблему, связанную с созданием максимально достоверной и адекватной математической модели. Моделью системы является идеализированное математическое описание преобразований. Степень адекватности модели реальной системы зависит от сложности самой системы и от уровня, отражающего полноту и точность математического представления. Применение численного моделирования при исследовании высокодинамичных процессов электромеханических системах представляется эффективным, так как: измеряемые параметры и характеристики имеют случайный характер трудно идентифицировать процесс, ввиду ограниченных экспериментальных данных; численная модель дает возможность автономно вводить в нее данные по каждому фактору и не устанавливать связь между ними. Всего известно два способа построения модели реальной системы: один из них базируется на экспериментальных данных о процессе на входе и выходе из системы; другой способ – это синтез модели на основе использования аналитического описания физических преобразований осуществляемых элементарными подсистемами. Наибольший успех достигается при совмещении этих двух способов. Тем не менее, расхождение опытных и имитируемых данных присутствует, и есть над, чем поработать. Предложен способ, который обеспечит минимальные расхождения опытных и имитируемых значений, он заключается в составлении алгоритма, основанного на использовании всех имеющихся данных о высокодинамичных процессах, суть алгоритма заключается в том, что в зависимости от внешних факторов система выбирает наиболее приближенную временную реализацию в реальном режиме времени.

Для цитирования:
Жамбалова С.Ц., Шпенст В.А. Способы представления высокодинамичных процессов в электромеханических системах // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №4. – С. 9-12.

For citation:
Zhambalova S.C., Shpenst V.A. Way of presenting highly dynamic processes in electromechanic systems. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.4, pp. 9-12. (*in Russian*)

При диагностике и контроле технического состояния электромеханических систем широко используется такое понятие как высокодинамичные (ВД) процессы, они используются для описания процессов, которые имеют случайных характер распространения во временной плоскости, как правило, они описывают динамические свойства электромеханических комплексов. Требования к точности измерительной информации о ВД процессах неуклонно растут, так как характер поведения изучаемых процессов недостаточно изучен, и в связи с этим возникает проблема в создании максимально достоверной и адекватной математической модели изменения ВД процессов электромеханических систем. Другая причина состоит в том, что для анализа данных процессов необходима большая вычислительная трудоемкость, т.е. за сравнительно малый промежуток времени необходимо произвести существенный объем вычислений.

Для описания различных ВД процессов применяют математическое моделирование, его рассматривают как инструмент для изучения исследуемых процессов, которые сопровождают работу системы, путем их замены на процессы более удобные для исследования, заменяемые процессы сохраняют основные требуемые свойства оригинала в зависимости от поставленной задачи. Применение численного моделирования при исследовании ВД процессов в электромеханических системах представляется эффективным, потому что параметры этих процессов имеют случайный характер; процессы в машинах зависят от многих внешних факторов; очень часто модель процесса приходится идентифицировать по экспериментальным данным [2]. Из всех имеющихся характеристик лишь спектральная наиболее полно описывает исследуемый сигнал [1, 3]. При анализе процессов используются такие спектральные и статистические характеристики как: корреляционная функция, гистограмма, математическое ожидание, дисперсия и т.д.

Далее рассмотрим существующие методы идентификации систем и моделирования ВД процессов. Под идентификацией системы понимают процесс определения структуры и характеристик системы посредством анализа сигналов на ее входе и выходе.

Идентификация может проводиться на основе специальных тестовых сигналов (импульсные, гармонические, шумовые процессы), которые подаются на вход системы. Ниже рассмотрим модели случайных временных реализаций процессов, используемых для имитационного моделирования. Сложность оператора, описывающего математическую модель системы и число определяющих его параметров, обусловлена требуемой точностью результатов моделирования и возможностью получения необходимых исходных данных для проведения численных расчетов.

Для большинства инженерных задач, связанных с анализом случайных процессов в электромеханических системах приемлемыми являются линейные модели [1, 3]. Случайные процессы в зависимости от типа могут описываться различными процессами, такими как: гауссов (нормальный) процесс (см. рис. 1), релеевский процесс (см. рис. 2), узкополосный процесс, белый и квазибелый шум и т.д.

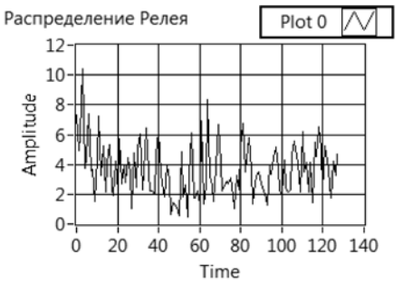


Рис. 1. Пример реализации гауссова случайного процесса

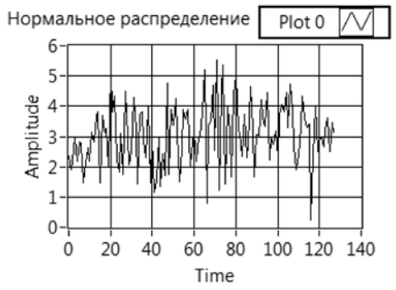


Рис. 2. Пример реализации релеевского случайного процесса

Стационарные процессы с ограниченным спектром частот в виде периодических случайных реализаций могут быть представлены случайными колебаниями по Райсу (рис. 1, 2) [2]. Временная реализация задается выражением (1):

$$\hat{y}(t) = \sum_{i=1}^{M} \tilde{Y}_i^{I} Cos(2\pi \frac{it}{T}) + \tilde{Y}_i^{II} Cos(2\pi \frac{it}{T}) \quad (1)$$

Где T – временной интервал;

$\tilde{Y}_i^{I}, \tilde{Y}_i^{II}$ – независимые случайные величины, характеризуемые функциями плотности вероятности нормального распределения; $I = 1, 2, 3$.

Фактически модель Райса описывает временную периодическую реализацию с периодом T посредством гармонического ряда Фурье со случайными амплитудами и фазами составляющих гармоник.

Важной является заключенная в самой модели фундаментальная связь между числом гармоник и интервалом периодичности T. Статистические характеристики этого процесса осредненные по ансамблю реализаций, могут быть сколь угодно приближены к значениям, имеющим место у реального процесса, за счет бесконечного увеличения числа составляющих модель гармоник.

Рис. 3. Отображение случайного сигнала ВД процесса по модели Райса

При моделировании ВД процессов в электромеханических системах, чаще всего процесс представляет собой комбинацию узкополосных составляющих, аддитивно смешанных с широкополосным шумом (см. рис. 4). Частотный диапазон сигнала от 1 до 20 Гц и выше [4, 5]. Это своего рода универсальная модель для ВД процессов. Смоделируем его с помощью пакета для графического программирования NI Lab View.

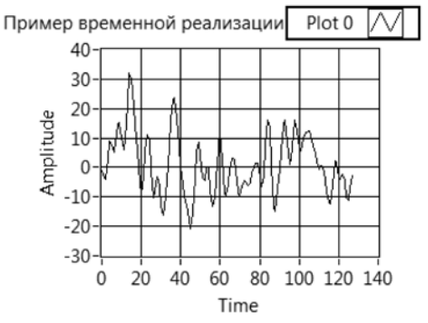


Рис. 4. Временная реализация высокодинамичного процесса

Для повышения точности измерительной информации необходимо иметь максимально достоверную математическую модель описания ВД процессов. Как известно, ВД процессы по своей природе имеют случайный характер протекания во времени, и использование универсальной модели влечет за собой возможные значительные погрешности измерений. Для повышения точности информационно-измерительной системы необходимо составить универсальный алгоритм выбора наиболее подходящего математического описания исследуемого процесса. При составлении алгоритма следует учитывать разновидности изменения характера поведения исследуемого процесса в зависимости от его физической природы. К примеру, изменения характеристик могут быть: плавными либо скачкообразными, периодическими, кратковременными, скачкообразными и т.д. В зависимости от характера изменения исследуемого процесса автоматически выбирать наиболее близкое математическое описание. Простые формы временных реализаций представлены выше в статье.

В заключении стоит отметить, что, так как измерительная информация о ВД процессах имеет случайный характер, то его универсальная модель представления не всегда точно будет описывать реальный процесс. Но предложенный способ решения данной задачи поможет снизить погрешности до минимума.

Литература

1. *Бадекин С., Дегтяров Е., Критенко М.* Средства отображения информации. – М.: Электроника: Наука, Технология, Бизнес. №5, 2001. – С. 42-43.

2. *Берестень М.П.* Инженерная методика цифрового моделирования случайных сигналов с широким классом корреляционно-спектральных характеристик.Цифровое моделирование сложных технических систем: Тезисы докладов – Пенза ПДНТП, 1983. – С. 62-63.

3. *Максимов В.П.* Измерение, обработка и анализ быстропеременных процессов в машинах. – М.: Машиностроение, 1987. – 208 с.

4. *Мясникова Н.В., Берестень М.П.* Экспресс-анализ сигналов в технических системах. Монография. – Пенза: ПГУ, 2012. – 152 с.

5. *Осадчий Е.П., Берестень М.П., Мясникова Н.В., Строганов М.П.* Анализ быстропеременных процессов в сложных технических системах. – Пенза: Изд-во Пензенского государственного технического университета, 1996. – 64 с.

6. *Яманин А.И.* Расчет высокодинамичных процессов в среде ANSYS/LS-DYNA. – Ярославль: Изд-во ЯГТУ, 2011. – 92 с.

WAY OF PRESENTING HIGHLY DYNAMIC PROCESSES IN ELECTROMECHANIC SYSTEMS

Saryuna Zhambalova,
Ph.D- student, National Mineral Resources University (Mining University), Saint-Petersburg, Russia,
zhsaryuna@ya.ru

Vadim Shpenst,
Dr in eng. sc., professor, National Mineral Resources University (Mining University), Saint-Petersburg, Russia

Abstract
This article describes how to display time realizations of highly dynamic processes that occur in electromechanical systems. Requirements for precision monitoring and diagnosis of electromechanical systems is growing steadily, hence the development of a more accurate representation of the highly dynamic process measurement information will always be relevant.
Highly dynamic processes are random in nature and it is difficult to predict the spread of the changes the next time. The behavior of the studied processes not fully understood what causes the problem associated with the creation of the most reliable and adequate mathematical models.
The model system is an idealized mathematical description of the change. The degree of adequacy of the model of a real system depends on the complexity of the system and the level that reflects the completeness and accuracy of mathematical representation.
Application of numerical simulation in the study of highly dynamic processes of electromechanical systems appear to be effective, because .: measured parameters and characteristics are random in nature is difficult to identify the process, due to the limited experimental data; numerical model makes it possible to independently enter data into it for each factor and does not establish a connection between them. Total known two ways of constructing a model of a real system, one of them based on the experimental data about the process of entering and leaving the system; another way – a synthesis of the model through the use of an analytical description of the physical transformations implemented elementary subsystems. The greatest success is achieved when combining these two methods. However, the discrepancy between the experimental and simulated data is present, and there are over than to work.
This article provides a method that will ensure minimal differences experienced and simulated values, he is compiling an algorithm based on the use of all available data about the highly dynamic processes, the essence of the algorithm is that, depending on external factors, the system selects the most approximate time realization in real time.

Keywords: *representation of highly dynamic processes in electromechanical systems, measurement information, increasing the accuracy of the measurement information.*

References

1. *Badekin S. Degtyarev, E., M. Kritenko,* 2001, Tools of display information. Moscow: Electronics: Science, Technology, Business 5, pp 42-43. (*in Russian*)
2. *Beresten M*, 1983, Engineering method of digital simulation of random signals with a wide class of correlation and spectral characteristics. Numerical simulation of complex technical systems, pp 62-63. (*in Russian*)
3. *Maksimov V*, 1987, Measurement, processing and analysis of rapidly processes in machines. Moscow: Mechanical Engineering, p 208. (*in Russian*)
4. *Miasnikov N, Beresten M*, 2012, Rapid analysis of signals in technical systems, Penza: PSU, p. 152. (*in Russian*)
5. *Osadchy E, Beresten M, Myasnikov N, Stroganov M,* 1996, Analysis of the rapidly varying processes in complex technical systems. Penza: Izd Penz. state. tehn. University Press. P. 64. (*in Russian*)
6. *Yamanin A,* 2011, Calculation of highly dynamic processes in the environment of ANSYS / LS-DYNA. Yaroslavl: Izd YAGTU, p. 92. (*in Russian*)

РЕЗОНАНС НА БОКОВЫХ ЧАСТОТАХ АМ-СИГНАЛА ПРИ СЛЕДЯЩЕМ РАДИОПРИЁМЕ

Зельманов Самуил Соломонович,
к.т.н., доцент Волго-Вятского филиала МТУСИ, Нижний Новгород, Россия,
zelmanss@yandex.ru

Ключевые слова: *текущий и мгновенный спектр, активная полоса, форманта, R-резонанс, затухание.*

Интерес к системам следящего приёма модулированных сигналов возник в связи с введением понятий "текущего" и "мгновенного" спектров в работе А.А. Харкевича [1]. Представление о мгновенном спектре получило дальнейшее развитие в работе Д.В. Агеева об "активной" частотной полосе спектра, в которой сосредоточена максимальная мощность сигнала в заданном временном интервале [2]. Эти понятия и стоящий за ними реальный физический смысл привели к разработке теории следящего радиоприёма ЧМ-сигнала в системе с обратным управлением резонансной частотой контура по закону изменения модулирующего сигнала [3]. Однако, возможность практического использования идеи слежения за мгновенной частотой спектра ЧМ-сигнала возникла после того, когда Д.В. Агеевым и Я.Г. Родионовым теоретически была показана и экспериментально подтверждена принципиальная необходимость введения инерционной цепи управления мгновенной частотой следящего фильтра [4]. Позднее появилась работа, связанная со следящим приёмом АМ-сигнала на основе теории модулированных фильтров в системах с прямым и обратным управлением по закону изменения огибающей АМ-сигнала [5]. Эти работы позволили перейти к практическому использованию понятий активного и мгновенного спектров как скрытых резервов в занимаемой сигналом полосе частот в целях повышения помехоустойчивости приёма.

Следует заметить, что все перечисленные способы приёма сигналов были связаны с использованием особенностей спектров уже модулированных сигналов, переносящих информационную модулирующую функцию с помощью своих параметров (амплитуда, частота, фаза). При этом спектральные особенности модулирующих сигналов (речь, музыка и др.) никак не затрагивались.

В связи с этим представляет интерес рассмотрение результатов проведённых исследований речевых сигналов, в части формантного анализа, как особого вида спектрального анализа, связанного с анализом, синтезом и восприятием речи. Эти исследования были направлены на создание вокодеров и устройств распознавания речевой информации [6].

Рассматривается возможность использование более тонкой структуры мгновенного спектра речевого сигнала, а именно, "активной" части его части с использованием результатов формантного анализа. Поскольку не все форманты занимают частотный диапазон речевого сигнала в интервалах времени порядка десятых долей секунды, то появляется возможность слежения за их локализацией во времени в частотном диапазоне. Это позволило бы использовать скрытые резервы в занимаемой сигналом полосе частот в целях повышения помехоустойчивости приёма. Низкочастотные сигналы, соответствующие формантам речи, образуют пары боковых колебаний в спектре АМ-сигнала. Возможность слежения за парами боковых колебаний во время "активного" приёма открывает возможность исключения проникновения помех в межформантных паузах. Слежение за сигналами боковых частот АМ-сигнала решается на основе использования явления R-резонанса на этих частотах. Показано, что R-резонанс на боковых частотах АМ-сигнала может иметь место в резонансном фильтре с управляемым затуханием.

Приводится общее выражение эквивалентной амплитудно-частотной характеристик (ЭАЧХ) такого фильтра и показаны условия существования в нем R-резонанса. Предлагается схемная реализация цепи управления, его комплексный коэффициент передачи и соответствующая ЭАЧХ фильтра при R-резонансе. Даются рекомендации по структуре приёмника для следящего приёма АМ-сигналов.

Для цитирования:
Зельманов С.С. Резонанс на боковых частотах АМ-сигнала при следящем радиоприёме // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №4. – С. 13-20.

For citation:
Zelmanov S.S. Resonanse on side frequency of am-signal with trackig recepnion. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.4, pp. 13-20. (*in Russian*)

Представляет интерес рассмотрение результатов проведённых исследований речевых сигналов, в части формантного анализа, как особого вида спектрального анализа, связанного с анализом, синтезом и восприятием речи. Эти исследования были направлены на создание вокодеров и устройств распознавания речевой информации [6].

Смысл формантного анализа состоит, в том числе, и в выяснении характера мгновенного спектра речевого сигнала. Важнейшим параметром, характеризующим спектр (распределение энергии или амплитуды по частотам) речевого сигнала являются форманты, которые определяют как концентрацию энергии в ограниченной частотной области. Форманта характеризуется частотой, шириной и амплитудой. За частоту форманты принимают частоту максимальной амплитуды в пределах форманты. Другими словами, форманта – это некоторый амплитудный всплеск на графике спектра, а его частота – частота пика этого всплеска (рис. 1). Центральные частоты формант:

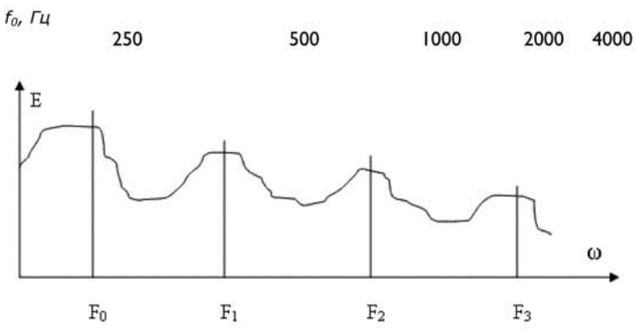


Рис. 1. Основные форманты речевого сигнала

Как и остальные параметры речевого сигнала, форманты быстро меняются в течение времени как по величине, так и по положению на оси частот. Поэтому принято снимать их на отрезке звукового сигнала 10-20 мс. Рассмотрим спектрограмму речевого сигнала, т.е. его мгновенный спектр с траекториями формант, измеренный по методике Дж. Фланагана с помощью набора полосовых фильтров, детекторов и интеграторов (рис. 2).

По вертикальной оси отложен диапазон частот речевого сигнала. По горизонтальной оси отложено время, в течение которого проводится измерение мгновенного спектра.

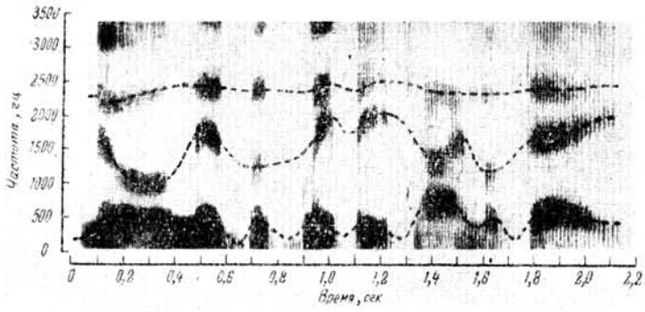


Рис. 2. Мгновенный спектр речевого сигнала с траекториями формант

Из спектрограммы следует, что частотный диапазон речевого сигнала используется во времени крайне неравномерно. Форманты «активно» проявляют себя с паузами в отдельных различных участках низкочастотного диапазона шириной примерно от нескольких десятков до нескольких сотен герц.

В качестве второго примера рассмотрим спектрограмму, относящуюся к фразе:

«beat, beat, I can/t stand in the Rain» (идет, идет, я не могу стоять под дождём) (рис. 3).

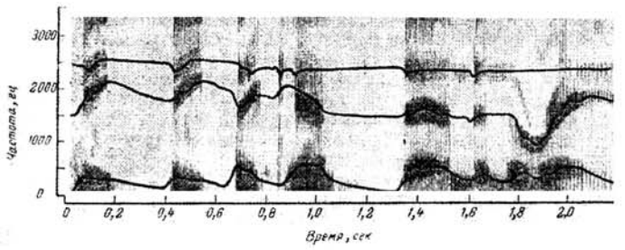


Рис. 3. Мгновенный спектр речевой фразы

Анализ этих спектрограммы позволяет заметить следующее:

1. Различные форманты речи проявляют себя активно лишь в определённых интервалах времени с перерывами между этими интервалами.
2. В течение каждого временного интервала действующие форманты занимают лишь часть полного диапазона частот.
3. Форманты, варьируются по частоте в пределах временного интервала при переходе от одной реализации речевого сигнала к другой.

Известно, что коротким отрезкам речевого сигнала свойственна нестационарность и весьма неравномерное распределение энергии по частотам спектра. Мгновенный спектр таких отрезков речевого сигнала имеет квазидискретную структуру с «активными» участками (формантами), центральные частоты которых, соответствуют пиковым значениям спектральной плотности.

В связи с этим любой короткий отрезок речевого сигнала можно рассматривать как сумму конечного числа гармонических колебаний с указанными центральными частотами и медленно меняющимися амплитудами. При этом скорость изменения амплитуд гармонических колебаний определяется шириной «активных линий» мгновенного спектра. Величина же самих амплитуд носит случайный характер. Различные отрезки сигнала имеют различные квазидискретные спектры.

В процессе модуляции низкочастотные колебания, соответствующие «активным» участкам спектра модулирующего речевого сигнала, образуют в спектре АМ-сигнала соответствующие пары «активных» боковых полос.

Соответственно суммарная ширина «активной» части спектра АМ-сигнала будет значительно меньше ширины спектра, обусловленного традиционно значением верхней модулирующей частоты.

Обеспечение возможности слежения только за активной частью спектра АМ-сигнала, по-видимому, может служить одним из источников выигрыша в помехоустойчивости

приёма таких сигналов. Отсюда следует, что постановка задачи следящего приёма АМ-сигнала с резонансным выделением «активной» части его спектра представляет теоретический и прикладной интерес.

Из теории формантного анализа речевого сигнала следует, что в основе его структуры в первом приближении заключены четыре основных форманты. Не вдаваясь в дальнейшую детализацию анализа, будем считать, что суммирование сигналов этих формант позволяет воссоздать речевой сигнал удовлетворительного качества.

Для выделения «активной» части спектра АМ-сигнала в процессе приёма, т.е. для осуществления следящего приёма необходимо обеспечить возможность резонансного реагирования системы на отдельные пары боковых частот этого спектра, порождаемые формантами речевого сигнала.

Какой полезный эффект при этом может быть получен?

Во-первых, в частотной области, приём АМ-сигнала можно обеспечить приём в более узкой «активной» полосе частот, по сравнению с обычно принятой шириной полосы. Это может обеспечить выигрыш в помехоустойчивости приёма.

Во-вторых, проводя резонансный приём во время «активных» интервалов исключается приём в межформантных паузах вместе с действующими в этих паузах помехами, снижая их уровень

В-третьих, резонансный подъём уровня боковых колебаний «активных» частей спектра, ослабленных за счет склона резонансной кривой входного полосового фильтра, позволит увеличить коэффициент глубины модуляции сигнала формант. Это также может позволить получить дополнительный выигрыш в помехоустойчивости.

Решение задачи о возможности следящего приёма АМ-сигнала следует связать с вопросом о возможности существования резонанса на боковых частотах модулированного АМ-сигнала и системе, в которой такой резонанс возможен.

Решение задачи

Возможность такого вида резонанса была установлена при исследовании критерия резонанса в обобщенном двухполюснике [7]. Поскольку полное сопротивление обобщенного двухполюсника носит комплексный характер, представляет интерес рассмотреть общий случай, при котором его полное сопротивление представлено выражением $Z_Э = \sqrt{R_Э^2(\omega) + X_Э^2(\omega)}$. В это выражение «на равных правах» входят эквивалентное резистивное $R_Э(\omega)$ и эквивалентное $X_Э(\omega)$ реактивное сопротивления. Зависимость эквивалентного резистивного сопротивления от частоты может иметь не меньшее значение для определения резонансных частот, чем зависимость от частоты эквивалентного реактивного сопротивления. Только в частном случае, когда резистивное сопротивление двухполюсника не зависит от частоты (в последовательном колебательном контуре), это уравнение определяет вид и частоту резонанса. В общем же случае, когда $R_Э(\omega)$ так же, как и $X_Э(\omega)$ зависит от частоты, характер резонанса можно определять с помощью специального критерия вида:

$$\left.\frac{dZ_Э}{d\omega}\right|_{\omega=\omega_p} = 0 \quad \text{при} \quad \left.\frac{d^2Z_Э}{d\omega^2}\right|_{\omega=\omega_p} \neq 0. \qquad (1)$$

Уравнение (1) может быть представлено более подробно в виде:

$$\left.\frac{R_Э(\omega)R'_Э(\omega) + X_Э(\omega)X'_Э(\omega)}{\sqrt{R_Э^2(\omega) + X_Э^2(\omega)}}\right|_{\omega=\omega_p} = 0 \quad \text{или}$$

$$R_Э(\omega)R'_Э(\omega) + X_Э(\omega)X'_Э(\omega)\Big|_{\omega=\omega_p} = 0. \qquad (2)$$

Условие (2) распадается на ряд возможных случаев, среди которых для нас будут представлять интерес следующие:

1. $R_Э(\omega_p) = R \neq 0$; $R'_Э(\omega_p) = 0$; $X_Э(\omega_p) = 0$; $X'_Э(\omega_p) \neq 0$; $\left[X'_Э(\omega_p) > 0\right]$.

Этот случай относится к классическому резонансу в последовательном колебательном контуре.

2. $R_Э(\omega_p) \neq 0$; $R'_Э(\omega_p) = 0$; $X_Э(\omega_p) = 0$; $X'_Э(\omega_p) \neq 0$; $\left[X'_Э(\omega_p) < 0\right]$.

Условия 2 соответствуют случаю резонанса в параллельном колебательном контуре.

3. $R_Э(\omega_p) = 0$; $R'_Э(\omega_p) \neq 0$; $X_Э(\omega_p) \neq 0$; $X'_Э(\omega_p) = 0$;

Условие 3 может быть названо условием R-резонанса. Было показано, что резонанс обусловлен равенством нулю только эквивалентного резистивного сопротивления системы, которое в отличие от первого случая зависит от частоты [8].

Рассматривается общий случай колебательной системы, на входе которой действует АМ-сигнал, а затухание которой управляется в зависимости от девиации амплитуды напряжения огибающей этого сигнала на выходе системы. На рис. 4 представлена колебательная система с автоматически управляемым затуханием, не вносящая искажений в спектр входного сигнала $e(t)$. Это означает, что напряжение на выходе детектора *1* соответствует закону амплитудной модуляции ЭДС, действующей на входе колебательной системы. Напряжение огибающей АМ-сигнала с выхода амплитудного детектора через цепь управления *2* подается на активный элемент *3*, управляющий затуханием системы под действием девиации амплитуды напряжения на выходе системы. При этом роль цепи управления состоит в том, обеспечить необходимую форму ее эквивалентной АЧХ системы.

Следует определить условия, при которых эквивалентная АЧХ управляемой системы будет обладать экстремумами на определенных частотах. Это означает, что на этих частотах в ней может иметь место явление резонанса.

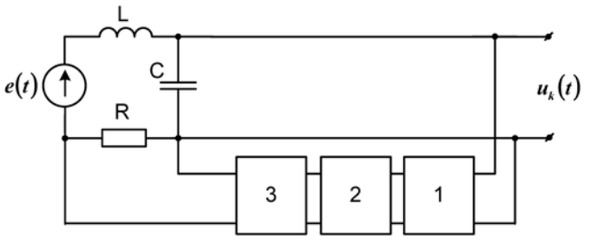


Рис. 4. Резонансная система
с автоматически управляемым затуханием

Пусть на входе системы действует ЭДС вида:

$$e(t)=e_0(t)+e_1(t)=E_0\cos\omega_0 t+E_1(t)\cos(\omega_0 t+\varphi); \quad (3)$$

где $e_1(t)$ – часть полной ЭДС, вызванной модуляцией; $e_0(t)$ – ЭДС при отсутствии модуляции. Уровень $e_1(t)$ может быть сделан сколь угодно малым при малой глубине амплитудной модуляции.

В той же форме $q=q_0+q_1$ может быть представлена и функция заряда.

Эквивалентное затухание системы $\alpha_э$ должно изменяться по закону, связанному определенным образом с амплитудой ЭДС в системе.

При этом необходимо, чтобы при отсутствии модуляции, то есть при действии немодулированного сигнала, эквивалентное затухание системы имело вид $\alpha_э=\alpha_0$. Здесь $\alpha_э$ – затухание контура, включающее в себя собственное затухание α_k и начальное затухание активного элемента α_0' при отсутствии напряжения с выхода цепи управления, то есть $\alpha_0=\alpha_k+\alpha_0'$.

Поэтому при отсутствии модуляции уравнение системы будет иметь вид:

$$\frac{d^2q_0}{dt^2}+2a_0\frac{dq_0}{dt}+\omega_0^2q_0=\frac{1}{L}E_0\cos\omega_0 t. \quad (4)$$

При наличии модуляции уравнение (4) будет иметь вид:

$$\frac{d^2}{dt^2}(q_0+q_1)+2\Gamma(q_0+q_1)\frac{d}{dt}(q_0+q_1)+\omega_0^2(q_0+q_1)=\frac{1}{L}[e_0(t)+e_1(t)] \quad (5)$$

В уравнении (5) искомой функцией является q_1. Будем считать приращения ЭДС ΔE_m при модуляции достаточно малыми. Можем считать также, что достаточно малыми будут приращения напряжения на выходе системы ΔU_m. То же самое можно сказать об уровне q_1 по сравнению с q_0. Поэтому можно считать, что $\alpha_э=\alpha_0+\alpha_\Delta$, где α_Δ – приращение затухания системы.

В простейшем случае полная ЭДС, действующая на входе системы, может иметь вид АМ-сигнала:

$$\underline{E}=E_0\cos\omega_0 t+\underline{E}_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t.$$

Комплексная амплитуда отклонения амплитуды напряжения ЭДС

$$\Delta\underline{E}_{mk}=E_m e^{j\Omega t}.$$

Величине $\Delta\underline{E}_{mk}$ соответствует на выходе системы отклонение амплитуды напряжения $\Delta\underline{U}_{mk}=\frac{\underline{Q}_m}{C}e^{j\Omega t}$.

Под ΔU_{mk} понимается максимальное отклонение амплитуды напряжения на выходе системы от амплитуды напряжения U_{mk0} несущего режима.

Функция ΔU_{mk} может состоять в общем случае из бесконечно большого числа гармонических компонент $\varepsilon_{\omega-\omega_0}$.

Каждая гармоническая компонента вызывает гармоническое напряжение частоты $(\omega-\omega_0)=\Omega$ на выходе амплитудного детектора. Это напряжение вызывает на выходе цепи управления напряжение, измененное по амплитуде и сдвинутое по фазе по отношению к напряжению на выходе детектора.

Оно поступает на вход активного элемента, изменяет затухание системы относительно исходного значения α_0 также по гармоническому закону $\eta_{\omega-\omega_0}(t)$ с частотой $(\omega-\omega_0)=\Omega$.

В зависимости от параметров цепи управления компоненты $\varepsilon_{\omega-\omega_0}$ и $\eta_{\omega-\omega_0}$ могут отличаться по амплитуде и фазе в разной степени для различных частот $(\omega-\omega_0)=\Omega$. Обозначим через $\underline{\varepsilon}_{(\omega-\omega_0)}$ и $\underline{\eta}_{(\omega-\omega_0)}$ соответственно комплексные гармонические компоненты функций ΔU_{mk} и α_Δ, тогда соотношение между этими компонентами можно записать так:

$$\underline{\eta}_{(\omega-\omega_0)}=\underline{k}_y\underline{\varepsilon}_{(\omega-\omega_0)},$$

где $\underline{k}_y$ – коэффициент чувствительности управляющего тракта, то есть коэффициент управления.

$$\underline{k}_y=k_{yR}+jk_{yx}=k_y e^{j\operatorname{arctg}\frac{k_{yx}}{k_{yR}}},$$

где k_{yR} – синфазная составляющая коэффициента $\underline{k}_y$; k_{yx} – ортогональная составляющая коэффициента $\underline{k}_y$. При гармонической модуляции $(\omega-\omega_0)=\Omega$. Поэтому $\underline{\eta}_{(\Omega)}=\underline{k}_y\underline{\varepsilon}_{(\Omega)}$, что означает зависимость $\underline{k}_y$ от Ω.

Можно показать, что уравнения (5) системы с управляемым затуханием примет следующий вид:

$$\frac{d^2q_1}{dt^2}+2\alpha_1\frac{dq_1}{dt}+\omega_0^2q_1+\frac{2}{C}\frac{dq_1}{dt}\int_0^\infty d\omega\int_{-\infty}^{+\infty}q_1(\xi)\times$$

$$\times\left\{k_{yR}\sin\left[\omega(\xi-t)+\omega_0 t\right]-k_{yx}\cos\left[\omega(\xi-t)+\omega_0 t\right]\right\}d\xi=\frac{1}{L}e(t).$$

Полученное интегро-дифференциальное уравнение (6) предполагает определение функции заряда $q_1(t)$. **Данное уравнение является линейным**, поскольку над функцией заряда проводятся линейные операции. Это объясняется малой величиной приращения функции заряда $q_1(t)$ по сравнению с уровнем $q_0(t)$, что является следствием принятого условия малости коэффициента глубины модуляции заряда. Кроме того,это уравнение с переменными параметрами, так как в него входят функции, непосредственно зависящие от времени. На входе системы действует АМ-сигнал, определяющий закон изменения амплитуды колебаний в системе. По отношению к нему состояние системы изменяется непрерывно во времени за счет изменения эквивалентного затухания. Последний член уравнений (3.36) и (3.18) характеризует приращение напряжения на конденсаторе, обусловленное изменением величины управляемого затухания за счет действия $q_1(t)$ и $q_0(t)$.

Для решения уравнения управляемой резонансной системы в линейном случае используется спектральный метод.

При этом, выражение для функции заряда $q_1(t)$ следует искать в виде

$$q_1(t) = a(t)\sin\omega_0 t, \quad (7)$$

где $a(t)$ – медленно меняющаяся функция времени.

Отклонение амплитуды напряжения на выходе системы ΔU_k от уровня несущего режима ΔU_{mk0} будет иметь вид

$$\Delta U_k = a(t)/C$$

Чтобы связать ΔU_k с α_Δ – переменной составляющей затухания системы, необходимо использовать коэффициент чувствительности управляющего тракта $\underline{k}_y$. Для этого в общем случае следует представить $a(t)$ в виде суммы гармонических колебаний $\xi_{(\omega-\omega_0)}$ и, используя линейность уравнения (6), определить для каждого такого гармонического колебания соответствующее ему гармоническое колебание $\eta_{(\omega-\omega_0)}$ затухания системы. Далее, для каждого из этих колебаний следует определить соответствующее колебание в составе $q_1(t)$ (7), а затем и в составе ЭДС $e_1(t)$.

Рассмотрим частный случай решения уравнения (6), когда

$$q(t) = q_0(t) + q_1(t),$$

где $\underline{q}_1 = \underline{Q}_m e^{j\Omega t}\sin\omega_0 t$, $\underline{Q}_m = Q_m e^{j\psi}$, $q_0 = Q_0\sin\omega_0 t$ (9)

где $\underline{Q}_m$ – комплексная амплитуда гармонического колебания заряда q_1. Выразив члены уравнения (6) через эти функции и учтя, что $\underline{\alpha}_\Delta$ определяется величиной $\Delta\underline{U}_k$, прошедшей через цепь управления с комплексным коэффициентом передачи $\underline{k}_y$, получим:

$$\Delta\underline{U}_k = \frac{\underline{q}_1}{C} = \frac{\underline{Q}_m}{C}e^{j\Omega t} = \Delta\underline{U}_{mk}e^{j\Omega t}, \quad (10)$$

где $\Delta\underline{U}_{mk}$ – комплексная амплитуда отклонения амплитуды напряжения от уровня несущего режима на выходе системы.

Учтем, что $\underline{\alpha}_\Delta = \underline{\alpha}_{m\Delta}e^{j\Omega t}$, где $\underline{\alpha}_{m\Delta}$ – комплексная амплитуда затухания контура.

$$\underline{\alpha}_{m\Delta} = \underline{k}_y\Delta\underline{U}_{mk} = \underline{k}_y\frac{\underline{Q}_m}{C},\ \underline{\alpha}_\Delta = \underline{k}_y\frac{\underline{Q}_m}{C}e^{j\Omega t}$$

После подстановки полученных выражений в уравнение системы (3.18) и проведения необходимых преобразований, получим:

$$2\alpha_0\omega_0\underline{Q}_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t + \frac{2\underline{k}_y}{C}\underline{Q}_m e^{j\Omega t}\omega_0 Q_0\cos\omega_0 t +$$

$$+2j\Omega\omega_0\underline{Q}_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t = \frac{1}{L}e_1(t)$$

$$2\omega_0\left[\left(\alpha_0 + \frac{k_y}{C}Q_0\right) + j\Omega\right]\underline{Q}_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t = \frac{1}{L}e_1(t) \quad (11)$$

Представим ЭДС на входе системы, в форме:

$$\underline{E}_1 = E_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t.$$

Тогда выражение (11) будет иметь вид:

$$2\omega_0\left[\left(\alpha_0 + \frac{k_y}{C}Q_0\right) + j\Omega\right]\underline{Q}_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t = \frac{1}{L}\underline{E}_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t.$$

Рассмотрим отношение

$$\underline{k}_A = \frac{\Delta\underline{U}_{mk}}{\Delta\underline{E}_{mk}} = \frac{\underline{Q}_m}{\underline{E}_m C}, \quad (13)$$

где $\underline{k}_A$ – коэффициент передачи девиации амплитуды.

Он определяет переход от комплексной амплитуды гармонической составляющей отклонения амплитуды ЭДС к комплексной амплитуде гармонической составляющей отклонения амплитуды напряжения на контуре (или заряда). (8)

Преобразуем (6) в соответствии с (12) и (13):

$$\underline{k}_A(\Omega) = \frac{\omega_0}{2}\frac{1}{\left[\left(\alpha_0 + \frac{\underline{k}_y}{C}Q_0\right) + j\Omega\right]}, \quad (14)$$

где $Q_0 = \dfrac{E_0}{2\alpha_0\omega_0 L}$ из (3.15);

$$\alpha_0 + \frac{\underline{k}_y}{C}Q_0 = \alpha_0 + \frac{\underline{k}_y}{C}\frac{E_0}{2\alpha_0\omega_0 L} = \alpha_0 + \frac{\omega_0\underline{k}_y}{2\alpha_0}E_0$$

Отсюда следует, что

$$\underline{k}_A(\Omega) = \frac{\omega_0}{2}\frac{1}{\left[\left(\alpha_0 + \frac{\omega_0}{2\alpha_0}E_0\underline{k}_y\right) + j\Omega\right]}. \quad (15)$$

Зависимость (15) для $\underline{k}_A(\Omega)$ мы будем называть ***Эквивалентной амплитудно-частотной характеристикой (ЭАЧХ) системы с управляемым затуханием*** по отношению к малым гармоническим отклонениям амплитуды ЭДС.

Преобразуем (15) с учетом выражения для коэффициента чувствительности управляющего тракта, а также с учетом того, что

$\dfrac{\omega_0}{2\alpha_0}E_0 = \dfrac{\omega_0 L}{R}E_0 = QE_0 = U_{m0}$ – напряжение на выходе системы в несущем режиме, Q-добротность контура.

$\underline{k}_y = k_{yR} + jk_{yX}$ – коэффициент чувствительности управляющего тракта или коэффициент управления.

Тогда получим:

$$\underline{k}_A(\Omega) = \frac{\omega_0}{2}\frac{1}{\left[(\alpha_0 + U_{m0}\underline{k}_y) + j\Omega\right]} = \frac{\omega_0}{2}\frac{1}{\left[(\alpha_0 + U_{m0}k_{yR}) + j(\Omega + U_{m0}k_{yX})\right]} \quad (16)$$

$$k_A = \frac{\Delta U_{mk}}{\Delta E_m} = \frac{\omega_0}{2}\frac{1}{\sqrt{(\alpha_0 + U_{m0}k_{yR})^2 + (\Omega + U_{m0}k_{yX})^2}}. \quad (17)$$

Если учесть, что в цепь управления включен четырехполюсник с комплексным коэффициентом передачи $k(j\Omega)$, то $\underline{k}_y$ можно представить через комплексный коэффициент передачи цепи управления $k(j\Omega)$:

$$\underline{k}_y = \frac{\alpha_0}{U_{m0}}k(j\Omega), \text{ где } k(j\Omega) = k_R + jk_X. \quad (18)$$

При этом величина $U_{m0}\underline{k}_y$ в соответствии с выражением (3.59) будет иметь вид $U_{m0}\underline{k}_y = \alpha_0 k(j\Omega) = (\alpha_0 k_R + j\alpha_0 k_X)$

Тогда для $\underline{k}_A$ в соответствии с (17), (18) получим: (12)

$$\underline{k}_A = \frac{\omega_0}{2}\frac{1}{\left[\alpha_0 + k(j\Omega)\alpha_0 + j\Omega\right]} = \frac{\omega_0}{2}\frac{1}{\left[(\alpha_0 + \alpha_0 k_R) + j(\Omega + \alpha_0 k_X)\right]},$$

и

$$k_A = \frac{\omega_0}{2}\frac{1}{\sqrt{(\alpha_0 + \alpha_0 k_R)^2 + (\Omega + \alpha_0 k_X)^2}} \quad (19)$$

или

$$k_A = \frac{Q}{\sqrt{(1+k_R)^2 + \left(\frac{\Omega}{\alpha_0} + k_X\right)^2}}, \quad (20)$$

где $Q = \frac{\omega_0}{2\alpha_0}$ – добротность контура

Определим условие, обеспечивающее возможность R-резонанса в системе с управляемым затуханием

Ранее было показано, что комплексная амплитуда функции заряда $\underline{Q}_m$ удовлетворяет равенству (12) вида

$$2\omega_0\left(\alpha_0 + \frac{k_y Q_0}{C} + j\Omega\right)\underline{Q}_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t = \frac{1}{L}\underline{E}_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t. \quad (21)$$

Преобразуем это равенство:

$$2\omega_0\alpha_0\underline{Q}_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t + 2\omega_0\frac{k_y Q_0}{C}\underline{Q}_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t + \quad (22)$$

$$+j2\omega_0\Omega\underline{Q}_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t = \frac{1}{L}\underline{E}_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t.$$

Первое слагаемое в выражении (22) – это падение напряжения на резистивном сопротивлении контура, вызванное колебанием $\underline{q}_1 = \underline{Q}_m e^{j\Omega t}\sin\omega_0 t$

Второе слагаемое выражения (22) представляет собой мгновенное приращение напряжения на резистивном сопротивлении контура, которое вызвано действием активного элемента, управляемого по цепи обратной связи. Управление осуществляется напряжением, обусловленным изменением амплитуды напряжения на выходе системы.

Третье слагаемое выражения (22) – это та часть падения напряжения на индуктивности контура, которая не скомпенсирована падением напряжения на его емкости и обусловлена изменением амплитуды колебания $\underline{q}_1$,то есть зависит от Ω. При $\Omega = 0$ это слагаемое обращается в нуль.

Представим второе слагаемое равенства (22) в следующей форме:

$$\frac{2\omega_0 k_y Q_0}{C}\underline{Q}_m e^{j\Omega t}\cos\omega_0 t = \frac{2\omega_0 Q_0}{C}\underline{Q}_m e^{j\Omega t}k_{yR}\cos\omega_0 t + \quad (23)$$

$$+j\frac{2\omega_0 Q_0}{C}\underline{Q}_m e^{j\Omega t}k_{yx}\cos\omega_0 t$$

Сравнивая обе части выражения (23) с падением напряжения, обусловленным первым и третьим членами выражения (22), можно заключить:

1. Первая часть приращения напряжения на резистивном сопротивлении контура в правой части выражения (23), обусловленная синфазной составляющей k_{yR} коэффициента управления $\underline{k}_y$, имеет резистивный характер. Знак этой составляющей зависит от знака величины k_{yR}. Если $k_{yR} > 0$, то в контур вносится дополнительно положительное резистивное сопротивление. Если $k_{yR} < 0$, то в контур вносится отрицательное дополнительное резистивное сопротивление. За счет этого частично или полностью компенсируется падение напряжения, представленное первым слагаемым левой части выражения (22). При этом общее резистивное сопротивление контура может обратиться в нуль или даже стать отрицательным;

Преобразуем выражение для $\underline{q}_1$:

$$\underline{Q}_m e^{j\Omega t}\sin\omega_0 t = \underline{Q}_m\left[\frac{1}{2j}e^{j(\omega_0+\Omega)t} - \frac{1}{2j}e^{-j(\omega_0-\Omega)t}\right] = \quad (24)$$

$$= \underline{Q}_m\left[\frac{1}{2}e^{j\left(\omega_0+\Omega-\frac{\pi}{2}\right)t} + \frac{1}{2j}e^{-j\left(\omega_0-\Omega+\frac{\pi}{2}\right)t}\right]$$

Выражение (24) имеет вид суммы двух гармонических колебаний с боковыми частотами $(\omega_0 \pm \Omega)$. Это необходимо для понимания того, что действие цепи управления относится именно к боковым колебаниям спектра АМ-сигнала.

Итак, с помощью синфазной составляющей k_{yR} коэффициента управления $\underline{k}_y$ можно частично или полностью скомпенсировать действие резистивного сопротивления контура по отношению к боковым колебаниям спектра АМ-сигнала.

При этом компенсация реактивного сопротивления отсутствует. Если для какой-либо пары частот $(\omega_0 \pm \Omega_R)$ имеет место полная компенсация только резистивного сопротивления контура за счет вносимого отрицательного сопротивления, то на частоте Ω_R ЭАЧХ системы будет иметь место экстремум типа "максимум". Это означает, что на указанных боковых частотах в системе имеет место R-резонанс.

С учетом выражений (22) и (23) условием наступления R-резонанса является выполнение равенства:

$$2\omega_0\alpha_0 = -\frac{2\omega_0 Q_0}{C}k_{yR} \text{ или } \alpha_0 = -\frac{Q_0}{C}k_{yR} \quad (25)$$

Подставив это условие R-резонанса в выражение (20), убеждаемся, что первое слагаемое подкоренного выражения обращается в ноль, а выражение (20) приобретает максимум.

Выражение (20) для модуля ЭАЧХ системы может иметь различный характер в зависимости от вида схемы четырехполюсника в цепи управления, то есть от его коэффициента передачи $k(j\Omega) = k_R + jk_x$.

Рассмотрим схему цепи управления, содержащую *RLC* – четырехполюсник с фазоинвертором (ФИ) с коэффициентом передачи $K = -2$ (рис. 5).

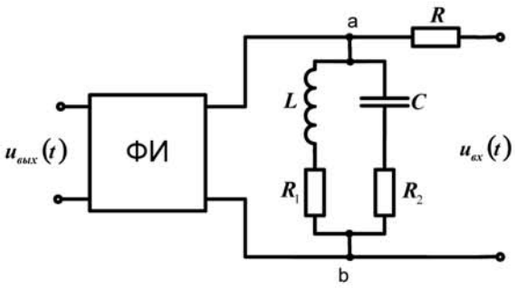


Рис. 5. Схема цепи управления, реализующая условие R-резонанса в системе

Комплексный коэффициент передачи RLC – четырехполюсника будет иметь вид:

$$k(j\Omega)=\frac{\underline{Z}_{ab}(\xi)}{R+\underline{Z}_{ab}(\xi)}=\frac{R_{рез}\cdot R_0}{R_0^2+(\xi R)^2}-j\frac{\xi R_{рез}R}{R_0^2+(\xi R)^2}, \quad (26)$$

где $R_0=R+R_{рез}$, $R_{рез}=\frac{L}{C(R_1+R_2)}$; $\underline{Z}_{ab}(\xi)=\frac{R_{рез}}{1+j\xi}$;

$$\xi=2Q\frac{\Omega-\Omega_R}{\Omega_R}.$$

С учетом коэффициента передачи фазоинвертора выражение (26) примет вид:

$$k(j\Omega)=-\frac{2R_{рез}R_0}{R_0^2+(\xi R)^2}+j\frac{2\xi R_{рез}R}{R_0^2+(\xi R)^2}=k_R+jk_X, \quad (27)$$

где $k_R=-\frac{2R_{рез}R_0}{R_0^2+(\xi R)^2}$; $k_X=\frac{2\xi R_{рез}R}{R_0^2+(\xi R)^2}$.

После подстановки (27) в выражение (20) для ЭАЧХ системы, получим:

$$k_A=\frac{Q}{\sqrt{\left[1-2\frac{R_{рез}R_0}{R_0^2+(\xi R)^2}\right]^2+\left[\frac{\Omega}{\alpha_0}+2\frac{\xi R_{рез}R}{R_0^2+(\xi R)^2}\right]^2}} \quad (28)$$

Условием R-резонанса в системе является полная компенсация только эквивалентного резистивного сопротивления управляемого контура на частотах боковых колебаний $(\omega_0\pm\Omega_R)$. Для этого необходимо, чтобы первое слагаемое подкоренного выражения (28) обратилось в нуль на частоте Ω_R, т.е.:

$$1-2\frac{R_{рез}R_0}{R_0^2+(\xi R)^2}=0. \quad (29)$$

С учетом того, что $R_0=R+R_{рез}$, из (29) следует, что условием R-резонанса в данной системе при $\xi=0$ будет равенство $R=R_{рез}$.

Если принять, что частотной расстройке $\xi=0$ соответствует частота Ω_R, которая является резонансной частотой LCR_1R_2 контура, то R-резонанс в системе может быть получен на частотах $(\omega_0\pm\Omega_R)$. Преобразуем выражение (28) с учетом условий R-резонанса:

$$k_A=\frac{Q}{\sqrt{\left[1-\frac{4}{4+\xi^2}\right]^2+\left[\frac{\Omega}{\alpha_0}+\frac{2\xi}{4+\xi^2}\right]^2}}. \quad (30)$$

В качестве примера рассмотрим резонансную частоту $\Omega_R=0{,}2\alpha_0$. Тогда на основании выражения (30) резонансная ЭАЧХ для случая R-резонанса может быть вычислена и представлена в соответствии с выражением (13) при $Q=10$:

$$k_A=\frac{10}{\sqrt{\left[1-\frac{1}{1+100(5\Omega/\alpha_0-1)^2}\right]^2+\left[\frac{\Omega}{\alpha_0}+\frac{10(5\Omega/\alpha_0-1)}{1+100(5\Omega/\alpha_0-1)^2}\right]^2}} \quad (31)$$

Полученная при этом резонансная кривая для частот боковых колебаний представлена на рис.6.

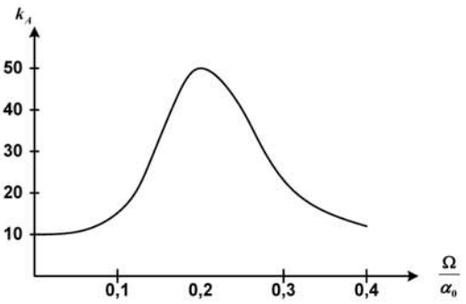


Рис. 6. ЭАЧХ системы при R-резонансе

Таким образом, такой каждый фильтр с обратным управлением может быть настроен на свою пару боковых частот, соответствующую своей форманте.

Система следящего приёма АМ-сигнала может быть реализована с помощью параллельно включенных с общим входом фильтров по числу формант, работающих на общую нагрузку.

Заключение

Таким образом, использование более тонкой структуры, а именно «активной» части мгновенного спектра речевого сигнала на основе результатов его формантного анализа, позволяют поставить и решить задачу о возможности следящего приёма АМ-сигнала. Выделение «активной» части мгновенного спектра модулированного сигнала проводится с использованием R-резонанса на боковых частотах спектра сигнала.

Показано, что резонанс на боковых частотах АМ-сигнала может иметь место в резонансном фильтре с управляемым затуханием. Следящий приём АМ-сигнала может быть реализован с помощью системы упомянутых резонансных фильтров по числу основных формант речевого сигнала.

Литература

1. *Харкевич А.А.* Спектры и анализ, ГИФМЛ, Москва, 1962, 234 с.

2. *Агеев Д.В.* Активная полоса частотного спектра функции времени / Труды Горьковского политехнического института, 11, №1, 1955. С. 5-10.

3. *Виницкий А.С.* К теории следящего фильтра, ЖТФ, т. 23, вып.4, 1953. С. 25-30.

4. *Агеев Д.В., Родионов Я.Г.* ЧМ-приём со следящей настройкой. Москва, Ленинград: Госэнергоиздат, 1958, 132 с.

5. *Виденискс П.О., Щербаков А.И.* Фильтр с переменными параметрами для приёма АМ-сигналов, «Зинатне», Рига, 1981, 170 с.

6. *Фланаган, Джеймс. Л.* Анализ, синтез и восприятие речи. Пер. с англ. под ред. А.А.Пирогова. М.: Связь, 1958, 391 с.

7. *Зельманов С.С.* Критерий резонанса и резонансные явления в обобщенном двухполюснике. Таганрог: Изд-во ТТИ Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск. «Компьютерные и информационные технологии». 2009, №2.

8. *Зельманов С.С.* Исследование резонансной системы с автоматически управляемым затуханием // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». 2009, №1 (23).

RESONANSE ON SIDE FREQUENCY OF AM-SIGNAL WITH TRACKIG RECEPNION

Zelmanov Samuel Solomonovitch,
Moscow Technical University of Communication and Informatics (Volgo-Vyatskiy Branch), Nizhny Novgorod, Russia,
zelmanss@yandex

Abstract
The possibility of using finer structure of the momentary spectrum of the speech signal and namely its active part with the use of the formant analyses result is considered in this article. Since not all the formants occupy the frequency range of the speech signal in the time intervals of the method of 10th quotas of a second as a result we have a possibility of tracking for their localization in time and frequency range.
This gives the possibility to use the hidden reserves in the frequency band with the aim of increasing the interference immunity of the reception. The low-frequency signals, which correspond to the speech formant create the pairs of side oscillation in am-signal spectrum. The possibility of tracking for pairs of side oscillations during the active reception gives the possibility of excluding the frequency penetration into the inter formant pauses. The tracking for signals of side frequencies of am-signal is solved on the base of using the phenomenon R-resonance on these frequencies.
It is shown that R-resonance on the side frequencies of the am-signal can be in resonance filter with the controlled fading. The general expression of the equivalent amplitude-frequency characteristic (EAFCH) of such filter is given in this article and the conditions of R-resistance existence in it are shown also. The schematic realization of the control circuit, its complex coefficient of the transmission and corresponding the equivalent amplitude-frequency response (EAFCH) of the filters with resonance are suggested too. Besides the recommendation of the receiver structure for the tracking receiving am-signals are also proposed.

Keywords: *current and momentary spectrum, active band, formant, R-resonance, filter fading.*

References

1. *Harkevich A.A.* Spectra and analysis. Moscow, 1962, 234 p. (*in Russian*)
2. *Ageev D.V.* Active band frequency spectrum of a function of time. Proceedings of the Gorkovsky Polytechnic University. 11. No.1, 1955, pp. 5-10. (*in Russian*)
2. *Vinickiy A.S.* By tracking filter theory. Vol. 23, (4), 1953, pp. 25-30. (*in Russian*)
3. *Ageev D.V., Rodionov Ya.G.* FM admission with follow-up tuning. Moscow. 1958. 132 p. (*in Russian*)
4. *Videnieks P.O., SHerbakov A.I.* Filter with variable parameters to receive an AM signals. Riga. 1981. 170 p. (*in Russian*)
5. *Flanagan, James. L.* Analysis, synthesis and speech perception. Moscow. 1958, 391 p. (*in Russian*)
6. *Zelmanov S.S.* Criterion resonance and resonance phenomena in the generalized two-terminal network. Taganrog / Proceedings of the SFU. Technical science. Special Issue. "Computer and Information Technologies Institute". 2009. No. 2. (*in Russian*)
7. *Zelmanov S.S.* Research resonant system with automatically controlled damping / Bulletin of of Samara State Technical University. A series of "Engineering". 2009. No. 1 (23). (*in Russian*)

НЕОБХОДИМЫЙ И ДОСТАТОЧНЫЙ НАБОР ИНФОРМАТИВНЫХ ПРИЗНАКОВ ДЛЯ КЛАССИФИКАЦИИ МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Злобин Василий Андреевич,
аспирант ФГБОУ ВО "Вятский государственный университет",
г. Киров, Россия,
zlbinxxbasil@rambler.ru

Ключевые слова: *распознавание закона модуляции; классификация; информативные признаки; распознавание образов; фазовая манипуляция; частотная манипуляция; амплитудная манипуляция.*

Распознавание вида модуляции является актуальной темой последних десятилетий. Оно находит применение в мониторинге спектра, радиоразведке, технологиях программного радио. Существует грубое разделение подходов к распознаванию модуляций на два основных типа. Первый – вероятностный, второй основан на распознавании образов [4]. В последнем используются информативные признаки (ИП), вычисляемые прямо или косвенно из отсчетов принятого сигнала. Не менее важной задачей является определение вида (закона) модуляции при как можно меньшем отношении сигнал/шум. Задача анализа признаков в смысле их информативности также важна. В [2] были введены пять признаков для идентификации амплитудной, фазовой и частотной манипуляций с числом позиций два и четыре. Признаки вычисляются из мгновенных параметров сигнала: средний квадрат модуля центрированной и нормированной амплитуды, средний квадрат нелинейной составляющей фазы и её модуля, средний квадрат модуля центрированной частоты. В [3] для идентификации АМн-2, АМн-4, ФМн-2, ФМн-4, ЧМн-2, ЧМн-4, КАМн-16, V29, V32 и КАМн-16 использовались 17 информативных признаков, в составе которых присутствуют вышеуказанные признаки из [2]. Применен генетический алгоритм для определения оптимального набора признаков при различных отношениях С/Ш. Во всех случаях было отобрано по шесть признаков, в каждом случае свой уникальный набор. В [1] используются пять информативных признаков: средняя амплитуда, средний квадрат амплитуды, средняя фаза, средний квадрат фазы и средний квадрат частоты. Авторы предлагают распознавать АМн-2, АМн-4, ФМн-2, ФМн-4, ЧМн-2, ЧМн-4 и КАМн-16. Очевидно, физический смысл признаков аналогичен как в [2].

В [5] использовались признаки из [2] и дополнительные статистические параметры. Предложен метод для распознавания OFDM-сигналов. Следовательно, необходимо провести анализ, позволяющий качественно определить пригодность всех пяти признаков из [2] для разделения видов модуляции, в том числе для одновременного распознавания АМн-2, АМн-4, ФМн-2, ФМн-4, ЧМн-2, ЧМн-4.

Рассматривается классификация сигналов по виду модуляции на основе распознавания образов. Исследуются информативные признаки, получаемые из мгновенных параметров манипулированного сигнала, которые предназначены для распознавания ФМн-2, ФМн-4, АМн-2, АМн-4, ЧМн-2, ЧМн-4. Цель исследования – определить минимальное количество информативных признаков, достаточное для классификации данных видов модуляции. Исследование заключается в анализе образов сигналов, представленных как совокупность их проекций на плоскости признаков. Показано, для этой цели достаточно всего три информативных признака. Практическую ценность представляет возможность уменьшения требования к ресурсам, необходимым для реализации классификатора данных шести видов модуляции.

Для цитирования:
Злобин В.А. Необходимый и достаточный набор информативных признаков для классификации манипулированных сигналов // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №4. – С. 21-25.

For citation:
Zlobin V.A. Necessary and sufficient key feature set for digital modulation classification. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.4, pp. 21-25. (*in Russian*)

Описание информативных признаков

Информативные признаки будут вычисляться как в [2] для всего сигнала. Однако при операции распознавания вида модуляции предлагается разбивать анализируемый сигнал на сегменты [2].

Первым ИП является второй центральный момент модуля мгновенной центрированной и нормированной амплитуды сегмента сигнала:

$$\sigma_{aa} = \sqrt{\frac{1}{N_S}\left(\sum_{i=1}^{N_S} a_{cn}^2(i)\right) - \left(\frac{1}{N_S}\sum_{i=1}^{N_S}|a_{cn}(i)|\right)^2}, \quad (1)$$

$$a_{cn}(i) = a_n(i) - 1,$$

$$a_n(i) = \frac{a(i)}{m_a}, \quad m_a = \frac{1}{N_S}\sum_{i=1}^{N_S} a(i),$$

где N_S – число отсчетов сигнала, $a(i)$ – мгновенная амплитуда сигнала.

Нормировка амплитуды необходима для компенсации усиления канала. Признак способен разделить поднабор $\{AMн-2; AMн-4\}$ на два $\{AMн-2\}; \{AMн-4\}$, в силу того, что имеет прямое отношение к передаваемой данными сигналами информации.

Вторым ИП является, вычисленный в непустых интервалах сегмента сигнала, второй центральный момент мгновенной частоты, нормированной относительно скорости символов и центрированной относительно среднего значения:

$$\sigma_{af} = \sqrt{\frac{1}{C}\left(\sum_{a_n(i)>a_t} f_N^2(i)\right) - \left(\frac{1}{C}\sum_{a_n(i)>a_t}|f_N(i)|\right)^2}, \quad (2)$$

$$f_N(i) = f_m(i)/R_S,$$

$$f_m(i) = f(i) - m_f, \quad m_f = \frac{1}{N_S}\sum_{i=1}^{N_S} f(i),$$

где $f(i)$ – мгновенная частота сигнала, C – число отсчетов сигнала, для которых $a_n(i) > a_t$, a_t – пороговое значение, поскольку оценка мгновенной фазы очень чувствительна к шуму [2]. С помощью данного признака предполагается разделение ЧМн-2 от ЧМн-4.

Третий ИП – максимальное значение спектральной плотности мощности сегмента сигнала при нормированной и центрированной амплитуде.

$$\gamma_{\max} = \max\frac{|DFT(a_{cn})|^2}{N_S}, \quad (3)$$

где DFT – дискретное преобразование Фурье. Предполагается, что данный ИП разделит все пространство классов на два поднабора:
$\{\{ЧМн-2; ЧМн-4\}; \{AMн-2; AMн-4; ФМн-2; ФМн-4\}\}$, так как для ЧМн-сигналов не несут информации посредством мгновенной амплитуды.

Четвертый ИП – второй центральный момент модуля центрированной нелинейной составляющей фазы, вычисленный в непустых интервалах сегмента сигнала:

$$\sigma_{ap} = \sqrt{\frac{1}{C}\left(\sum_{a_n(i)>a_t} \varphi_{NL}^2(i)\right) - \left(\frac{1}{C}\sum_{a_n(i)>a_t}|\varphi_{NL}(i)|\right)^2}. \quad (4)$$

Данный признак способен разделить поднаборы классов следующим образом:

$\{AMн-2; AMн-4; ФМн-2; ФМн-4\} \rightarrow \{\{AMн-2; AMн-4; ФМн-2\}; \{ФМн-4\}\}$

поскольку сигналы из первого поднабора не имеют информации, заключенной в модуле нелинейной составляющей фазы.

Пятый ИП – второй центральный момент центрированной нелинейной составляющей фазы, вычисленный в непустых интервалах сегмента сигнала:

$$\sigma_{dp} = \sqrt{\frac{1}{C}\left(\sum_{a_n(i)>a_t} \varphi_{NL}^2(i)\right) - \left(\frac{1}{C}\sum_{a_n(i)>a_t}\varphi_{NL}(i)\right)^2}. \quad (5)$$

Данный признак способен разделить поднаборы классов следующим образом:

$\{AMн-2; AMн-4; ФМн-2\} \rightarrow \{\{AMн-2; AMн-4\}; \{ФМн-2\}\}$.

Анализ информативных признаков и определение их минимального количества для распознавания двух- и четырехпозиционных манипуляций

Для проверки целесообразности использования признаков необходима проверка возможности с их помощью разделять множество объектов на классы. Один из вариантов – построить образы классов в данном признаковом пространстве.

Наиболее удобный для зрительного восприятия способ – построение двумерных зависимостей между различными параметрами. При построении всех вариантов таких зависимостей, мы получим проекции объекта на разные плоскости. Таким образом, возможно формирование понимания положения объектов в многомерном признаковом пространстве.

Для построения образов классов сигналов необходимо вычислить значения признаков по каждому классу сигналов при различных вариациях содержащихся символов. Признаки вычисляются по формулам (1) – (5). Поскольку выбраны пять информативных признаков, то мы должны построить проекции каждого объекта на все $5!/(3!\cdot 2!) = 10$ плоскостей.

Процентные соотношения символов в сигнале для четырехпозиционных и двухпозиционных сигналов приведены ниже в таблицах 1 и 2.

Таблица 1

Символ	процентное содержание символов в сигнале							
Si1	10%	10%	10%	10%	10%	10%	20%	20%
Si2	10%	10%	10%	10%	20%	20%	20%	20%
Si3	10%	20%	30%	40%	20%	30%	20%	30%
Si4	70%	60%	50%	40%	50%	40%	40%	30%

В таблице 1 обозначения Si1, Si2, Si3, Si4 означают, что каждым из них может быть один из символов – либо S1, либо S2, либо S3, либо S4. Всего 80 вариантов процентного содержания различных символов в четырехпозиционном сигнале.

Таблица 2

Символ	процентное содержание символов в сигнале							
S1	5%	10%	15%	20%	25%	30%	35%	40%
S2	95%	90%	85%	80%	75%	70%	65%	60%
S1	45%	50%	55%	60%	65%	70%	75%	80%
S2	55%	50%	45%	40%	35%	30%	25%	20%
S1	85%			90%		95%		
S2	15%			10%		5%		

Для набора статистики необходимо провести множество экспериментов, поэтому для каждого из вариантов процентного содержания символов

Таким образом, будет по 80000 объектов для каждого класса четырехпозиционных манипуляций и по 19000 объектов для классов двухпозиционных манипуляций.

Ниже приведены результаты моделирования для сигналов со следующими параметрами:

1) число переданных символов 2048;

2) длительность символа – $1/R_S = 4$ мкс;

3) несущая частота – $F_0 = 4R_S = 1$ МГц;

4) частота дискретизации – $F_S = 8F_0 = 8$ МГц;

5) индекс ЧМ – 1.

6) максимальная амплитуда сигнала – 1.

На рисунках 1-10 показаны модулированные сигналы на различных плоскостях информативных признаков и приведен их анализ.

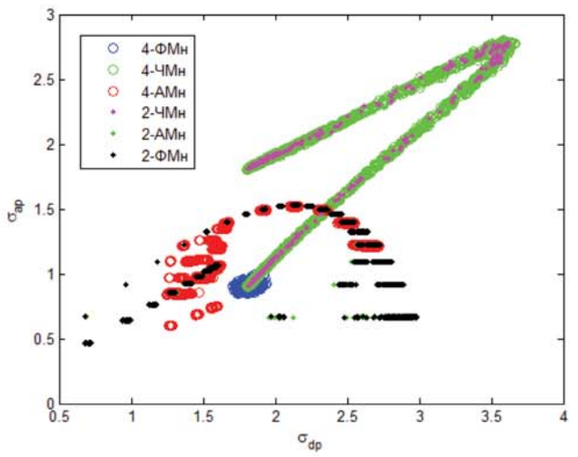


Рис. 1. Модулированные сигналы на плоскости признаков σ_{ap} и σ_{dp}

Анализ плоскости σ_{ap} и σ_{dp} (рис. 1) показывает, что разделить друг от друга рассматриваемые виды модуляции, пользуясь только параметрами σ_{ap} и σ_{dp} – невозможно.

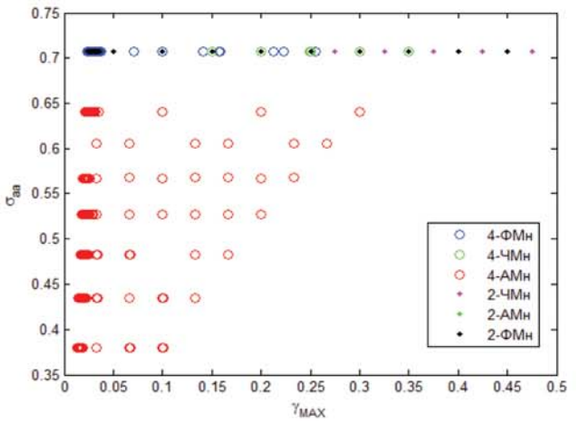


Рис. 2. Модулированные сигналы на плоскости признаков σ_{aa} и γ_{max}

Анализ рисунка 2 показывает, что разделить друг от друга ЧМн-2, ЧМн-4, ФМн-2, ФМн-4, АМн-2, пользуясь только параметрами σ_{aa} и γ_{max} практически невозможно. Качественно можно отделить от остальных классов только АМн-4.

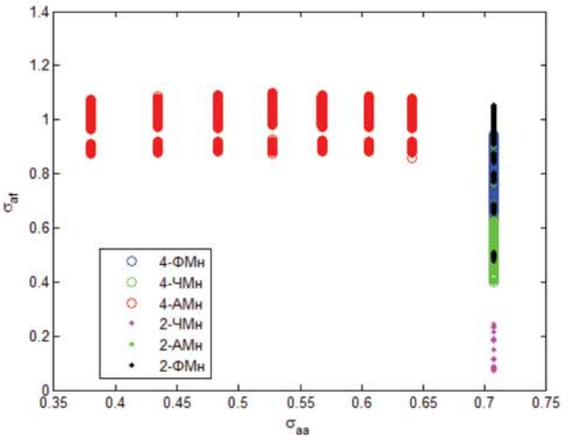


Рис. 3. Модулированные сигналы на плоскости признаков σ_{aa} и σ_{af}

Параметры σ_{aa} и σ_{af} позволяют выделить ЧМн-2 и АМн-4 (рис. 3).

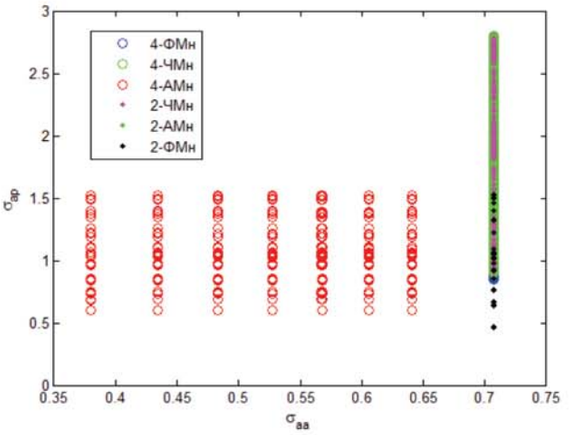


Рис. 4. Модулированные сигналы на плоскости признаков σ_{aa} и σ_{ap}

Анализ рисунка 4. показывает, что практически невозможно разделить друг от друга ЧМн-2, ЧМн-2, ФМн-4, АМн-2 и ФМн-2 пользуясь только параметрами σ_{aa} и σ_{ap}. Качественно можно отделить АМн-4 от остальных классов сигналов.

Образ класса ЧМн-2 в параметрах σ_{af} и σ_{dp} хорошо разделим от образов остальных классов сигналов (рис. 5).

Анализ рис. 6 показывает, что образы классов АМн-2, ФМн-4 и АМн-4 сильно перекрываются в параметрах σ_{af} и σ_{ap}. Качественно можно разделить ФМн-2 от образов остальных классов. Образ класса ЧМн-4 частично накладывается на образы ФМн-4, ФМн-2 и АМн-2.

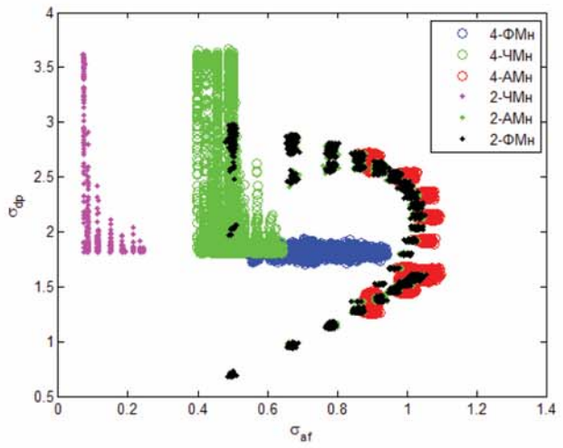


Рис. 5. Модулированные сигналы на плоскости признаков σ_{af} и σ_{dp}

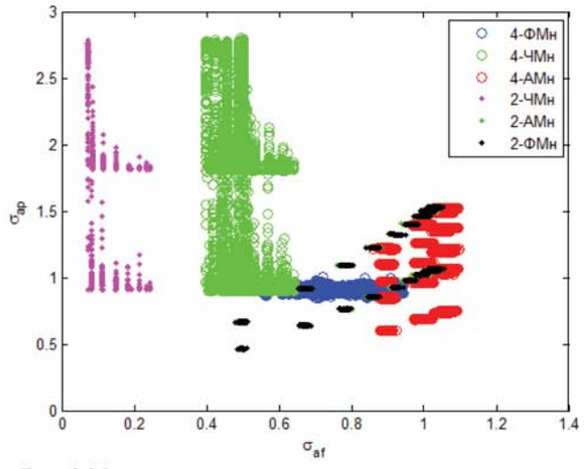


Рис. 6. Модулированные сигналы на плоскости признаков σ_{af} и σ_{ap}

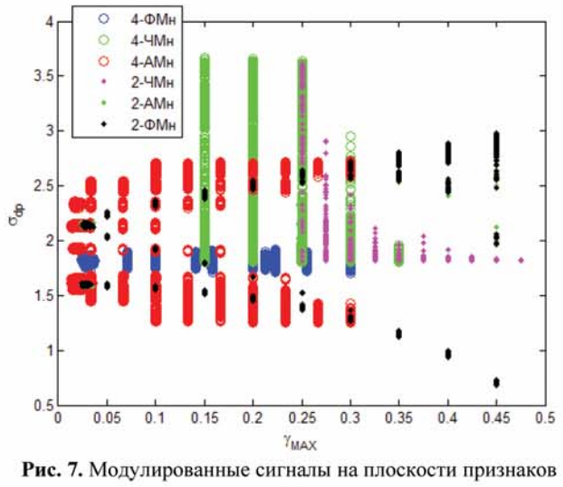


Рис. 7. Модулированные сигналы на плоскости признаков γ_{max} и σ_{dp}

Анализ рисунка 7 показывает, что все образы классов перекрываются на данной плоскости признаков.

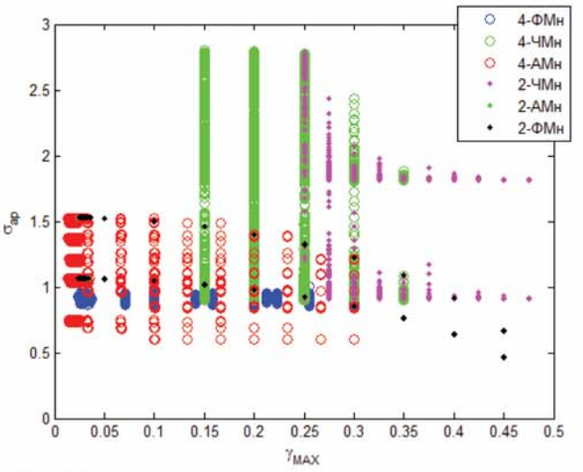


Рис. 8. Модулированные сигналы на плоскости признаков γ_{max} и σ_{ap}

На плоскости параметров γ_{max} и σ_{ap} (рис. 8) сложно разделимы между собой все образы классов и из-за их формы и взаимного расположения.

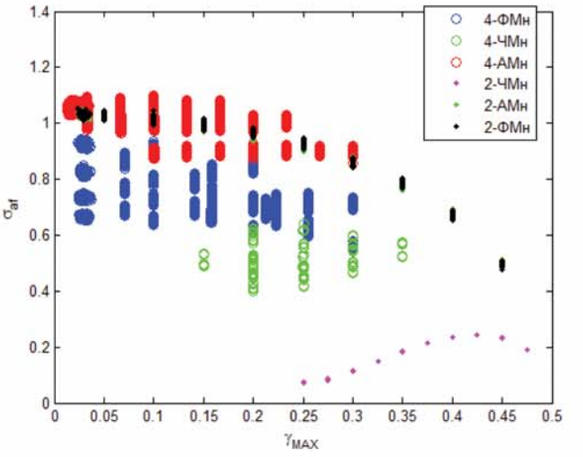


Рис. 9. Модулированные сигналы на плоскости признаков γ_{max} и σ_{af}

Анализ рисунка 9 показывает, что на плоскости параметров γ_{max} и σ_{af} качественно можно разделить образ ЧМн-2. Сложнее разделимы между собой остальные классы. Но формы образов и их взаимное расположение с минимальными затратами и определенной точностью позволят разделить данные образы между собой. Образы ФМн-2 и АМн-2 неразделимы между собой, как и на остальных плоскостях ввиду их полной идентичности.

На рисунке 10 показана плоскость признаков σ_{aa} и σ_{dp}. Данные признаки позволяют качественно отделить образ АМн-4 от остальных образов сигналов.

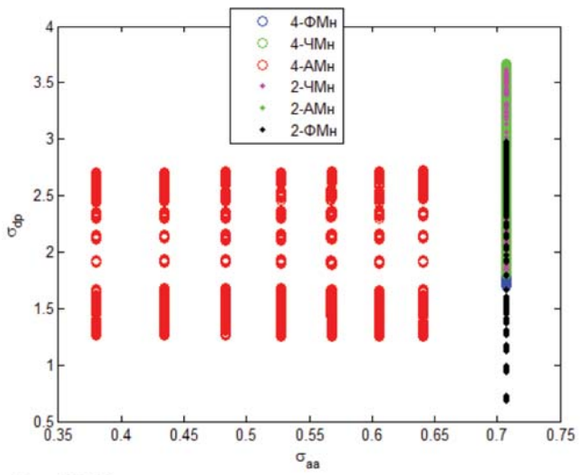


Рис. 10. Модулированные сигналы на плоскости признаков σ_{aa} и σ_{dp}

Заключение

В работе были исследованы пять информативных признаков на предмет их разделяющей способности для распознавания шести законов модуляции. Было обнаружено, что при помощи всего двух ИП – γ_{max} и σ_{af} возможно задачу разделения классов {4-ЧМн, 4-ФМн, 2-ЧМн, {4АМн/2АМн/2ФМн}}. Лишь небольшие части образов четырехпозиционных модуляций перекрываются между собой. Следовательно, полностью не разделить образы ЧМн-4 и ФМн-4.

Для достижения результата в распознавании АМн-4, необходимо дополнительно к вышеуказанным двум признакам использовать признак σ_{aa}. Остальные признаки не обеспечивают лучшего разделения данных образов.

Естественно, 2-АМн от 2-ФМн с нулевым фазовым сдвигом неотделимы друг от друга ввиду их полной идентичности, что и было видно на всех проекциях данных образов на плоскости ИП. Результаты данных исследований могут быть использованы при построении системы распознавания шести видов модуляции с целью уменьшения затрачиваемых ресурсов. В развитие темы исследования предполагается расширить количество распознаваемых видов модуляции до восьмипозиционных.

Литература

1. *Bagga J., Tripathi N.* Analysis of digitally modulated signals using instantaneous and stochastic features for classification // International journal of soft computing and engeneering (JSCE) ISSN 2231-2307, vol. 1 issue 2, 2011. Pp. 57-61.

2. *Azzouz E.E., Nandi A.K.* Automatic modulation recognition of communication signals. Location: Kluwer Academic Publishers, Netherlands, 1996. 217 p.

3. *Wong M.L.D., Nandi A.K.* Automatic digital modulation recognition using artificial neuralnetwork and genetic algorithm // Signal Processing, No. 84, 2004. Pp. 351-365.

4. *Злобин В.А.* Классификация существующих методов автоматического распознавания типа модуляции радиосигнала // Общество, наука, инновации. (НПК – 2014). 2014. – С. 1414 -1416.

5. *Haq K.N., Mansour A., Nordholm S.* Recognition of digital modulated signals based on statistical parameters // Digital Ecosystems and Technologies (DEST), 2010 4th IEEE International Conference on. – IEEE, 2010. Pp. 565-570.

NECESSARY AND SUFFICIENT KEY FEATURE SET FOR DIGITAL MODULATION CLASSIFICATION

Zlobin V.A., *Vyatka State University, Vyatka, Russia*, ***zlbinxxbasil@rambler.ru***

Abstract

The key features necessary for classification of the ASK-2, ASK-4, FSK-2, FSK-4, PSK-2 and PSK-4 are discussed. This features are extracted from instantaneous parameters of modulated signal. Using projections to features plains the signal patterns are analyzed. Investigation shows that is needed only three key features for signal pattern recognition. This feature set also solves a resource requirement reduction problem for recognition of six kinds of modulation.

Keywords: *modulation classification; recognition; key features; pattern recognition; digital modulation.*

References

1. *Bagga, J and Tripathi, N.* (2011), "Analysis of digitally modulated signals using instantaneous and stochastic features for classification", International journal of soft computing and engeneering (JSCE), vol. 1, issue 2, pp. 57-61.

2. *Azzouz, E.E. and Nandi, A.K.* (1996), "Automatic modulation recognition of communication signals", Kluwer Academic Publishers, Netherlands.

3. *Wong, M.L.D. and Nandi, A.K.* (2004), "Automatic digital modulation recognition using artificial neural network and genetic algorithm", Signal Processing. No. 84, pp. 351-365.

4. *Zlobin V.A.* (2014) "Klassifikatsiya sushchestvuyushchikh metodov avtomaticheskogo raspoznavaniya tipa modulyatsii radiosignala", Obshchestvo. nauka. innovatsii. CD-ROM, Kirov: Vyatka State University, pp. 1414-1416. (*in Russian*)

5. *Haq, K. N., Mansour, A., and Nordholm, S.* (2010) "Recognition of digital modulated signals based on statistical parameters", Digital Ecosystems and Technologies (DEST), 2010 4th IEEE International Conference on, Dubai, United Arab Emirates, April, pp. 565-570.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ АЛГОРИТМОВ ФИЛЬТРАЦИИ ФЛУКТУИРУЮЩИХ ПАРАМЕТРОВ В УСЛОВИЯХ ОГРАНИЧЕННОЙ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ВЫЧИСЛИТЕЛЯ

Немыкин Андрей Александрович,
старший преподаватель кафедры "Метрология, стандартизация и измерения в инфокоммуникациях", МТУСИ, Москва, Россия,
mtuci@mtuci.info

Ключевые слова: *радиоэлектронная аппаратура (РЭА), подвижный объект (ПО), воздушное судно (ВС), аппаратура потребителей (АП), спутниковые радионавигационные сети (СРНС), навигационные параметры (НП).*

В измерительной радиоэлектронной аппаратуре (РЭА), размещаемой на подвижном объекте (ПО), в частности на воздушном судне (ВС), возникает проблема фильтрации измеряемых параметров, флуктуирующих вследствие неравномерности движения ПО. Примером такой измерительной РЭА может служить приемовычислитель, входящий в состав аппаратуры потребителей (АП) спутниковых радионавигационных систем (СРНС) типа ГЛОНАСС (РФ) или GPS (США). При этом, поскольку производительность вычислителя ограничена и, кроме того, на него накладывается много дополнительных функций, весьма актуальна проблема выбора рационального алгоритма фильтрации навигационных параметров (НП), обеспечивающего достаточно высокую точность фильтрации и не требующего слишком больших вычислительных затрат. Описание параметров движения ПО определяется диффузионным гаусовским марковским процессом. Среди статистических методов обработки результатов измерений наибольшее распространение имеет метод наименьших квадратов (МНК).

МНК с обработкой одномоментной выборки измерений не использует априорной информации о динамических свойствах ПО. Поэтому его точностные характеристики не зависят от шага дискретизации Δt и параметров модели движения ПО. На практике этот метод используется в сочетании с экстраполяцией. При этом если производится линейная экстраполяция на один шаг, а динамические шумы и шумы измерения некоррелированы. Другим подходом к определению НП является построение оптимального фильтра на основе методики нелинейной фильтрации в гауссовом приближении и дискретном времени. Таким образом, использование ОЛФ и КЛФ при фильтрации НП целесообразно лишь при высокой производительности вычислителя, обеспечивающей обработку навигационной информации при малом шаге дискретизации. При этом выигрыш в точности от их применения по сравнению с МНК существенен (примерно на порядок). При низкой производительности вычислителя использование ОЛФ нецелесообразно, поскольку она обеспечивает точность фильтрации НП близкую к точности, реализуемой при существенно более простом алгоритме МНК. Тем более нецелесообразно использование в этом случае КЛФ, обеспечивающей точность, худшую чем при использовании МНК.

Для цитирования:
Немыкин А.А. Сравнительный анализ эффективности различных алгоритмов фильтрации флуктуирующих параметров в условиях ограниченной производительности вычислителя // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №4. – С. 26-30.

For citation:
Nemykin A.A. Comparative performance analysis of different filtration algorithms of fluctuating parameters in the conditions of the limited capacity of the evaluator. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.4, pp. 26-30. (*in Russian*)

В измерительной радиоэлектронной аппаратуре (РЭА), размещаемой на подвижном объекте (ПО), в частности на воздушном судне (ВС), возникает проблема фильтрации измеряемых параметров, флуктуирующих вследствие неравномерности движения ПО [6].

Примером такой измерительной РЭА может служить приемовычислитель, входящий в состав аппаратуры потребителей (АП) спутниковых радионавигационных систем (СРНС) типа ГЛОНАСС (РФ) или GPS (США). При этом, поскольку производительность вычислителя ограничена и, кроме того, на него накладывается много дополнительных функций, весьма актуальна проблема выбора рационального алгоритма фильтрации навигационных параметров (НП), обеспечивающего достаточно высокую точность фильтрации и не требующего слишком больших вычислительных затрат.

Вектор НП может быть представлен в виде:

$$\lambda = [x\ V_x\ y\ V_y\ z\ V_z\ \Delta\ V_\Delta], \quad (1)$$

где x, y, z и $x\ V_x, V_y, V_z$ – соответственно координаты ПО и составляющие его скорости; Δ и V_Δ – сдвиг шкалы времени бортового опорного генератора (ОГ) относительно системного времени и скорость изменения этого сдвига.

При описании параметров движения ПО диффузионным гаусовским марковским процессом уравнение состояния ПО в дискретном времени имеет вид [2]:

$$\lambda = \Phi\lambda_{(i-1)} + n_{\lambda(i-1)}, \quad (2)$$

где Φ – переходная матрица, характеризующая динамические свойства ПО и динамику изменения шкалы времени ОГ и имеющая вид диагональной блочной матрицы с блоками в главной диагонали:

$$\Phi_\mu = \begin{bmatrix} 1 & \left(1 - e^{-\alpha_\mu \Delta t}\right)/\alpha_\mu \\ 2 & e^{-\alpha_\mu \Delta t} \end{bmatrix}; \quad (3)$$

$\lambda_i = \lambda(t_i)$, $t_i = \Delta t_i$, Δt - шаг дискретизации; $\mu = x, y, z$; α_x, α_y, α_z и α_Δ – коэффициенты, численно равные эффективной ширине полосы флуктуаций (динамических шумов) составляющих вектора скорости ПО V_x, V_y, V_z и скорости изменения сдвига шкалы времени V_Δ; $n_{\lambda i}$ – вектор-столбец дискретизированных гауссовских динамических шумов с нулевыми математическими ожиданиями и корреляционной матрицей $\mathbf{Q}$, имеющей вид диагональной блочной матрицы с блоками в главной диагонали

$$Q_\mu = \frac{N_\mu}{2}\begin{bmatrix} \left(\alpha_\mu \Delta t - \frac{3}{2} + 2e^{-\alpha_\mu \Delta t}\right)/\alpha_\mu^3 & \left(e^{-\alpha_\mu \Delta t} + e^{-2\alpha_\mu \Delta t}\right)/2\alpha_\mu^2 \\ \left(e^{-\alpha_\mu \Delta t} + e^{-2\alpha_\mu \Delta t}\right)/2\alpha_\mu^2 & \left(1 - e^{-2\alpha_\mu \Delta t}\right)/2\alpha_\mu \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где N_x, N_y, N_z, N_Δ – односторонние спектральные плотности соответствующих динамических шумов.

Уравнение наблюдения в дискретном времени записывается:

$$\rho_i = H_i\lambda_i + n_i, \quad (5)$$

где $\rho_i = \rho(t_i)$; ρ – вектор измеряемых радионавигационных параметров (РНП), составляющими которого при широко используемом в АП СРНС псевдодальномерном методе навигационных определений (НО) являются псевдодальности ρ_κ от ПО до κ-го навигационного космического аппарата (НКА) и соответствующие радиальные псевдоскорости V_κ:

$$\rho_\kappa = r_\kappa + \Delta c, \quad V_\kappa + (\rho_{\kappa(i)} - \rho_{\kappa(i-1)}) / \Delta t, \quad (6)$$

$$r_\kappa = [(x - x_\kappa)^2 + (y - y_\kappa)^2 + (z - z_\kappa)^2]^{1/2} \quad (7)$$

дальность от ПО до κ-го НКА; x_κ, y_κ, z_κ – координаты κ-го НКА на момент излучения сигнала, вычисленные по данным передаваемой с НКА оперативной служебной информации; c – скорость света; n_i – вектор-столбец дискретизированных независимых белых гауссовских шумов (шумов измерения) с нулевыми математическими ожиданиями и корреляционной матрицей $\boldsymbol{R}$, имеющей вид диагональной матрицы с элементами в главной диагонали – дисперсиями ошибок измерения РНП: $\sigma\rho_\kappa^2\Big|_{\kappa=1,\ldots,m}$, $\sigma V_\kappa^2\Big|_{\kappa=1,\ldots,m}$.

Минимально необходимое число НКА в рабочем созвездии m при НО в трехмерном пространстве псевдодальномерным методом равно четырем. При этом вектор РНП записывается:

$$\rho = [\rho_1\ \ \rho_2\ \ \rho_3\ \ \rho_4\ V_1\ \ V_2\ \ V_3\ \ V_4]. \quad (8)$$

Его связь с вектором НП (1) задается соотношением:

$$\rho = H\lambda,\ H = \left\| \begin{array}{c|c} H_\rho & 0 \\ \hline 0 & H_V \end{array} \right\|,\ H_V \cong H_\rho, \quad (9)$$

где H – матрица направляющих косинусов, характеризующая взаимное расположение ПО и НКА рабочего созвездия;

$$H = \begin{bmatrix} \partial\rho_1/\partial x & \partial\rho_1/\partial y & \partial\rho_1/\partial z & \partial\rho_1/\partial\Delta t \\ \partial\rho_2/\partial x & \partial\rho_2/\partial y & \partial\rho_2/\partial z & \partial\rho_2/\partial\Delta t \\ \partial\rho_3/\partial x & \partial\rho_3/\partial y & \partial\rho_3/\partial z & \partial\rho_3/\partial\Delta t \\ \partial\rho_4/\partial x & \partial\rho_4/\partial y & \partial\rho_4/\partial z & \partial\rho_4/\partial\Delta t \end{bmatrix} = \quad (10)$$

$$= \begin{bmatrix} (x - x_1)/r_1 & (y - y_1)/r_1 & (z - z_1)/r_1 & 1 \\ (x - x_2)/r_1 & (y - y_2)/r_1 & (z - z_2)/r_1 & 1 \\ (x - x_3)/r_1 & (y - y_3)/r_1 & (z - z_3)/r_1 & 1 \\ (x - x_4)/r_1 & (y - y_4)/r_1 & (z - z_4)/r_1 & 1 \end{bmatrix}$$

В результате обработки данных измерения вектора РНП ρ получается оценка вектора НП λ^*, включающего в себя координаты ПО. Наиболее полную информацию о точности местоопределения ПО дает знание корреляционной матрицы ошибок оценки

$$P = M[(\lambda - \lambda^*)(\lambda - \lambda^*)^T], \quad (11)$$

где M – символ усреднения.

Среди статистических методов обработки результатов измерений наибольшее распространение имеет метод наименьших квадратов (МНК). Рассмотрим его как основу для сравнения с другими методами. При модели измерений (5) с учетом (9) алгоритм получения оценки НП с использованием МНК записывается [3]:

$$\lambda_i^* = \lambda_{i-1}^* + \left[H_{i-1}^T K H_{i-1}\right]^{-1} H_{i-1}^T K \rho_i, \quad (12)$$

где K – весовая матрица, учитывающая неравноточность измерений. Если $K = R^{-1}$, то оценка λ_i^* совпадает с оценкой по методу максимального правдоподобия и принимает вид:

$$\lambda_i^* = \lambda_{i-1}^* + \left[H_{i-1}^T R^{-1} H_{i-1}\right]^{-1} H_{i-1} R^{-1} \rho_i, \quad (13)$$

а корреляционная матрица ошибок поправок к оценке вектора НП на ***i***-м шаге равна

$$\hat{\rho}_i = \left[H_i^T R^{-1} H_i\right]^{-1} H_i^T R\left[\left(H_i^T R^{-1} H_i\right)^{-1} H_i^T\right]^T. \quad (14)$$

Если НО производятся по минимальной выборке одномоментных измерений, то есть матрица H обратима и существует матрица $G = H^{-1}$, то имеем

$$\lambda_i^* = \lambda_{i-1}^* + G_{i-1}\rho_i, \quad (15)$$

$$\hat{\rho}_i = GRG^T. \quad (16)$$

МНК с обработкой одномоментной выборки измерений не использует априорной информации о динамических свойствах ПО. Поэтому его точностные характеристики не зависят от шага дискретизации Δt и параметров модели движения ПО. На практике этот метод используется в сочетании с экстраполяцией. При этом если производится линейная экстраполяция на один шаг, а динамические шумы и шумы измерения некоррелированы, то корреляционная матрица ошибок местоопределения при модели движения ПО (2) и модели измерений (5) равна

$$P = \hat{P} + Q = GPG^T + Q. \quad (17)$$

Ее значение и целесообразно использовать при сравнении МНК с другими методами фильтрации.

Другим подходом к определению НП является построение оптимального фильтра на основе методики нелинейной фильтрации в гауссовом приближении и дискретном времени [2]. При этом уравнения для вектора оценок и матричного коэффициента передачи фильтра имеют вид:

$$\lambda_i^* = \lambda_{i-1}^* + M_{i-1}H_{i-1}^T\left[\rho_i - H_{i-1}\lambda_{i-1}^*\right], \quad (18)$$

$$M_i^{-1} = \left[\Phi M_{i-1}\Phi^T + Q_{i-1}\right] + H_{i-1}^T R^{-1} H_{i-1}. \quad (19)$$

При $M_i = \left[P_i^{-1} + H_i^T R^{-1} H_i\right]^{-1}$ (20)

уравнения (18) и (19) совпадают с уравнениями многомерной оптимальной линейной фильтрации (ОЛФ) – фильтрации Калмана, которые в случае фильтрации установившегося процесса, то есть, когда элементы матрицы H меняются медленно, а динамические свойства ПО не меняются во времени (элементы матрицы Q постоянны) записываются:

$$\lambda_i^* = \Phi\lambda_{i-1}^* + \left[\rho^{-1} + H^T R^{-1} H\right]^{-1} H^T R^{-1}\left[\rho_i - H\Phi\lambda_{i-1}^*\right], \quad (21)$$

$$P = \Phi\left[P^{-1} + H^T R^{-1} H\right]^{-1}\Phi^T + Q. \quad (22)$$

Как показано в [4], при не сильно выраженной нелинейности уравнения наблюдения, что в рассматриваемом случае обусловлено большими значениями дальностей от ПО до НКА, позволяющими использовать линеаризованную матрицу H, ОЛФ обеспечивает результаты, близкие к результатам, получаемым при использовании оптимальной нелинейной фильтрации, будучи при этом более простой в реализации.

Как видно из (21) и (22), алгоритм ОЛФ имеет рекуррентную форму. При этом корреляционная матрица ошибок фильтрации P в отличие от случая МНК не может быть вычислена аналитически, так как нелинейное матричное уравнение Риккати (22) не имеет аналитического решения. Это создает определенные трудности при построении рабочих алгоритмов ОЛФ в случае большой размерности фильтра n, поскольку объем вычислений P растет, как показывает анализ, пропорционально n^3.

Промежуточное положение между МНК и ОЛФ занимает квазиоптимальная линейная фильтрация (КЛФ), при которой в каждом канале измерения псевдодальности и псевдоскорости применяется оптимальный линейный фильтр второго порядка. Затем результаты фильтрации обрабатываются с помощью МНК. При этом КЛФ требует меньшей затраты вычислительных средств по сравнению с многомерной ОЛФ.

Чтобы вычислить корреляционную матрицу ошибок фильтрации НП λ^* сначала нужно для каждого κ-го канала измерений вычислить матрицу P_κ оценок вектора $[\rho_\kappa \ V_\kappa]^T$ при условиях (2) и (5), которые в данном случае запишутся:

$$\left[\rho_\kappa V_\kappa\right]_i^T = \Phi_\kappa\left[\rho_\kappa V_\kappa\right]_{i-1}^T + n_{\lambda\kappa(i-1)}, \ \kappa = 1, 2, ..., m, \quad (23)$$

$$\left[\rho_\kappa V_\kappa\right]_i^T = \begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}\left[\rho_\kappa V_\kappa\right]_i^T + n_{\kappa i}, \ \kappa = 1, 2, ..., m. \quad (24)$$

Здесь векторные случайные процессы $n_{\lambda\kappa}$ и n_κ представляют собой соответствующие составляющие векторов n_λ и n, а их корреляционные матрицы Q_κ и R_κ равны соответствующим блокам размерностью 2×2 матриц Q и R. При этом, полагая, что ПО одинаково подвижен во всех направлениях, а измерения в каналах равноточные, с учетом (3) и (4) можем записать:

$$Q_\kappa = \frac{N}{2}\begin{bmatrix}\left(\alpha\Delta t - \frac{3}{2} + 2e^{-\alpha\Delta t}\right)/\alpha^3 & \left(e^{-\alpha\Delta t} + e^{-2\alpha\Delta t}\right)/2\alpha^2\\ \left(e^{-\alpha\Delta t} + e^{-2\alpha\Delta t}\right)/2\alpha^2 & \left(1 - e^{-2\alpha\Delta t}\right)/2\alpha\end{bmatrix}, \quad (25)$$

$$R_\kappa = \begin{bmatrix}\sigma_\rho^2 & 0\\ 0 & \sigma_V^2\end{bmatrix}, \quad (26)$$

$$\Phi_\kappa = \begin{bmatrix}1 & \left(1 - e^{-\alpha\Delta t}\right)/\alpha\\ 0 & e^{-\alpha\Delta t}\end{bmatrix}. \quad (27)$$

С учетом (22) и (25) - (27) для ОЛФ 2-го порядка в каждом из каналов измерений можно записать:

$$\rho_{\kappa i}^* = \Phi_\kappa\rho_{\kappa(i-1)}^* + \left[P_\kappa^{-1} + R_\kappa^{-1}\right]^{-1} R_\kappa^{-1}\left(\rho_{\kappa_i} - \Phi_\kappa\rho_{\kappa(i-1)}^*\right), \quad (28)$$

$$P_\kappa = \Phi_\kappa\left[P_\kappa^{-1} + R_\kappa^{-1}\right]\Phi_\kappa^T + Q_\kappa. \quad (29)$$

Если ограничиться оценкой точности определения координат ПО, то матрица ошибок фильтрации псевдодальностей на входе блока обработки по МНК, $P_{вх}$ будет иметь вид диагональной матрицы с элементами в главной диагонали: P_1, P_2, P_3, P_4.

После обработки по МНК предварительно отфильтрованных результатов измерения РНП ρ^* на выходе КЛФ получится оценка вектора НП λ^*, которая с учетом (15) и (16) будет иметь вид:

$$\lambda_i^* = \lambda_{i-1}^* + G\rho_i^*, \quad (30)$$

$$P = GP_{вх}G^T. \quad (31)$$

Представляет интерес оценить влияние шага дискретизации Δt на точность определения НП, в частности координат ПО, при использовании различных алгоритмов фильтрации, поскольку величина Δt в значительной степени определяет требования к производительности вычислителя, осуществляющего фильтрацию.

Чтобы иметь основу для сравнения эффективности алгоритмов фильтрации, рассмотрим зависимость ошибки фильтрации от Δt при решении задачи НО с помощью МНК по одномоментной выборке с линейной экстраполяцией на один шаг. В качестве величины, характеризующей точность местоопределения ПО, будем использовать радиальную среднеквадратическую ошибку (СКО) определения координат ПО $\sigma_r = (P_{xx} + P_{yy} + + P_{zz})^{1/2}$, где P_{xx} , P_{yy} и P_{zz} – элементы корреляционной матрицы P ошибок оценок вектора НП, равные дисперсиям по каждой из декартовых координат ПО x, y и z .

При расчете σ_r диагональные блоки корреляционной матрицы динамических шумов (4) могут быть представлены в упрощенном виде:

$$\underset{\mu=x,y,z}{Q_{\mu}} = \frac{N_{\mu}}{2}\begin{bmatrix} \Delta t^3/3 & \Delta t^2/2 \\ \Delta t^2/2 & \Delta t \end{bmatrix}, \qquad (32)$$

если выполняется условие $\lambda_{\mu}\,\Delta t \;<< 1$. Это условие, как правило, выполняется во всех интересных для практики случаях.

При этом, полагая, как и ранее, что ПО одинаково подвижен во всех направлениях, а измерения в каналах равноточны ($\sigma_{\rho 1} = \sigma_{\rho 2} = \sigma_{\rho 3} = \sigma_{\rho 4} = \sigma_{\rho}$), с учетом (17) получаем

$$\sigma_{r_{МНК}} = [(\Gamma_r\sigma_{\rho})^2 + N\Delta t^3/2]^{1/2}, \qquad (33)$$

где $\Gamma_r = [T_r(GG^T)]^{1/2} = \sigma_r / \sigma_{\rho}$ – геометрический фактор (ГФ) ошибки трехмерного местоопределения, T_r – след (сумма квадратов диагональных элементов) матрицы.

Первое слагаемое в квадратных скобках выражения (33) – дисперсия радиальной ошибки местоопределения ПО при отсутствии динамических шумов, не зависящая от шага дискретизации Δt и определяемая взаимным расположением ПО и НКА рабочего созвездия в момент НО. Второе слагаемое полностью определяется динамикой движения ПО и вносит основной вклад в ошибку при больших значениях Δt.

На рис. 1 приведены расчетные зависимости радиальной СКО определения координат ПО σ_r от шага дискретизации Δt при их фильтрации с использованием МНК, многомерной ОЛФ и КЛФ дальномерным методом. При этом бортовой ОГ полагается точным (величина сдвига шкалы времени Δ пренебрежимо мала), а НО производятся по 3-м НКА. ГФ был принят равным Γ = 2,65; СКО измерения псевдодальностей и радиальных псевдоскоростей σ_{ρ} = 6 м и σ_V = 0,6 м/с; эффективная ширина полосы флуктуаций скорости ПО α = 0,02с$^{-1}$; среднеквадратическое отклонение этих флуктуаций $\sigma_{V_{ПО}}$ = 2,24 м/с, что соответствует их односторонней спектральной плотности $N = 4\sigma^2_{V_{ПО}}\,\alpha \cong 0{,}4$ м^{2}с$^{-3}$.

На рисунке 2 приведены зависимости σ_r от Δt при фильтрации НП с использованием МНК и многомерной ОЛФ для представляющего наибольший интерес псевдодальномерного варианта НО с обработкой сигналов от 4-х НКА. Расчет производился при следующих значениях параметров: относительная нестабильность бортового ОГ $\sigma_f / f = 10^{-9}$, σ_{ρ} = 5 м, σ_V = 0,1 м/с, $\sigma_{V_{ПО}}$ = 1 м/с, α = 0,05 с$^{-1}$.

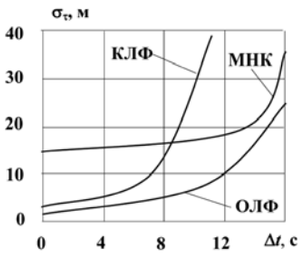


Рис. 1

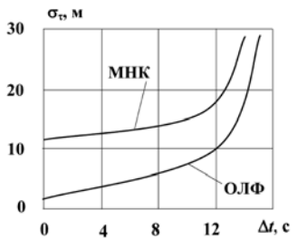


Рис. 2

Из кривых на рисунках 1 и 2 видно, что при малых значениях Δt использование ОЛФ обеспечивает значительный выигрыш в точности по сравнению с МНК. Он зависит, в основном, от ГФ и точности измерения сопутствующих параметров: радиальной псевдоскорости ПО и сдвига бортовой шкалы времени.

Результаты расчетов показывают также, что при малых значениях Δt ошибка при использовании КЛФ незначительно превышает ошибку ОЛФ, однако при росте Δt эта ошибка быстро растет и даже с некоторого момента превышает ошибку, имеющую место при использовании МНК. Это можно объяснить потерей информации о корреляции ошибок измерений в разных каналах (в матрице $P_{вх}$ недиагональные элементы приравнены нулю).

Таким образом, использование ОЛФ и КЛФ при фильтрации НП целесообразно лишь при высокой производительности вычислителя, обеспечивающей обработку навигационной информации при малом шаге дискретизации. При этом выигрыш в точности от их применения по сравнению с МНК существенен (примерно на порядок).

При низкой производительности вычислителя использование ОЛФ нецелесообразно, поскольку она обеспечивает точность фильтрации НП близкую к точности, реализуемой при существенно более простом алгоритме МНК. Тем более нецелесообразно использование в этом случае КЛФ, обеспечивающей точность, худшую, чем при использовании МНК.

Литература

1. *Ярлыков М.С.* Применение марковской теории нелинейной фильтрации в радиотехнике. – М.: Советское радио, 1980.

2. *Харисов В.Н., Яковлев А.И., Глущенко А.Г.* Оптимальная фильтрация координат подвижного объекта // Радиотехника и электроника, т. XXIX, № 10, 1984.

3. *Шебшаевич В.С., Дмитриев П.П., Иванцевич Н.В. и др.* Сетевые спутниковые радионавигационные системы. – М.: Радио и связь, 1982.

4. *Тихонов В.И., Бакаев Ю.Н.* Статистическая теория радиотехнических устройств. – М.: ВВИА им. проф. Н.Е.Жуковского, 1978.

5. *Рубцов В.Д.* Оптимизация приемного тракта в условиях атмосферного шума // Вопросы радиоэлектроники, серия Общетехническая, 1978.

6. *Строганова Е.П., Немыкин А.А.* Модель атмосферных и индустриальных помех, адаптированная к условиям эксплуатации приемной радиоэлектронной аппаратуры // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2015. Т. 8. № 2. С. 48–53.

COMPARATIVE PERFORMANCE ANALYSIS OF DIFFERENT FILTRATION ALGORITHMS OF FLUCTUATING PARAMETERS IN THE CONDITIONS OF THE LIMITED CAPACITY OF THE EVALUATOR

Nemykin Andrey Aleksandrovich,
senior lecturer of Department "Metrology, standardization and measurement in Infocommunications", MTUCI, Moscow, Russia,
mtuci@mtuci.info

Abstract
In measuring electronic equipment (REA), placed on a movable object (PO), in particular on the aircraft (aircraft), the problem of filtering of measured parameters, fluctuating due to irregularity of movement.
An example of such a measuring CEA can serve as primulifolia, part of the equipment of consumers (AP) satellite navigation systems (SNS) type GLONASS (Russia) or GPS (USA). In this case, since the performance of computations is limited to piece and, in addition, it overlaps a lot of extra features, very urgent problem of rational choice of filtering algorithm Navi navigation parameters (NP), providing high filtration accuracy and does not require too large computational cost.
Description of motion parameters is determined BY the diffusion gayowski Markov process.
Among the statistical processing methods of measurement results the greatest races-distribution has the least-squares method (OLS). OLS with treatment cross-sectional sample of measurements does not use a priori information about dynamic properties. Therefore, its accuracy characteristics do not depend on the step discretization Δt and model parameters of the movement. In practice, this method is used in conjunction with extrapolation. Moreover, if a linear extrapolation is made one step, and the dynamic noise and measurement noise uncorrelated.
Another approach to define NP is to build an optimal filter based on method of nonlinear filtering in the Gaussian approximation and discrete time.
Thus, the use of OLF and KLF filtering NP is only appropriate when a high performance computer capable of processing navigation information at low sampling rate. The gain in precision from using them compared to OLS significant (about one order of magnitude). If you experience poor performance evaluator the use of the OLF is impractical because it ensures the filtration precision of NP is close to the precision implemented with a significantly simpler algorithm MNCs. The more impractical the use in this case, KLF, ensuring accuracy, worst than when using OLS.

Keywords: *Electronic equipment (REA), The movable object (PO), Aircraft (aircraft), Equipment (AP), Satellite navigation networks (SRNS), Navigation parameters (NP).*

References

1. *Shortcuts M.S.* Application of the Markov theory of nonlinear filtering in radio engineering. Moscow. Soviet radio, 1980. (*in Russian*)
2. *Kharisov, V.N., Yakovlev A.I., Glushchenko A.G.* Optimal filtering of coordinates of mobile object / Electronics and radio engineering, vol. XXIX, No. 10, 1984. (*in Russian*)
3. *Shebshaevich V.S., Dmitriev P.P., Ivancevic. N.V.* etc. Network satellite radionavigation system. Moscow. Radio and communication, 1982. (*in Russian*)
4. *Tikhonov I.V., Bakaev, Yu.N.* Statistical theory of radio engineering devices. Moscow: vvia them. prof.E.Zhukovsky, 1978. (*in Russian*)
5. *Rubtsov V.D.* optimization of a reception path under conditions of atmospheric noise / Questions of radio electronics, General engineering series, 1978. (*in Russian*)
6. *Stroganova E.P., Nemykin A.A.* Model atmospheric and industrial interference, adapted to the operating conditions of the admission of electronic equipment / H&ES Research. 2015. Vol. 8. No. 2. Pp. 48-53. (*in Russian*)

ОПТИМАЛЬНАЯ ДЛИТЕЛЬНОСТЬ ИМПУЛЬСНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ ДЛЯ СТИРАНИЯ ЗАПИСАННОЙ ИНФОРМАЦИИ НА МУЛЬТИФЕРРОИДНЫХ МАТЕРИАЛАХ НЖМД

Хлопов Борис Васильевич,
д.т.н., начальник отдела, ФГУП "ЦНИРТИ им. академика А.И.Берга", Москва, Россия, ***hlopovu@yandex.ru***

Шашурин Василий Дмитриевич,
д.т.н., профессор. зав. кафедрой "Технологии приборостроения", МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия, ***shashurin@bmstu.ru***

Самойлович Михаил Исаакович,
д.м.н., начальник отдела, Центральный научно-исследовательский технологический институт "Техномаш", Москва, Россия, ***samoylovich@cnititm.ru***

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 16-07-00642А).

Ключевые слова: *мультиферроидные материалы, носитель информации, магнитная система, коэрцитивная сила, тонкопленочный слой.*

Проведены исследования по уточнению оптимальной длительности импульсного магнитного поля для стирания записанной информации на мультиферроидных материалах жестких магнитных носителях. Рассмотрены два вида записи параллельная плоскости диска и нормальная с перпендикулярным направлением вектора поля записи к диску. В основу исследования был положен метод намагничивания мультиферроидного материала магнитного носителя информации путем воздействия на него внешним импульсным магнитным полем. Установлено, что для гарантированного стирания информации в полеобразующей системе стирающего устройства должно создаваться магнитное поле с длительностью импульса, обеспечивающей изменение магнитного состояния тонкопленочного слоя мультиферроидонго материала магнитного носителя информации. Рассмотрены физические свойства и устойчивость намагниченного состояния тонкопленочных слоев типовых образцов магнитных дисков. По результатам проведенного исследования тонкопленочных мультиферроидных материалов, напыленных на подложку типового диска носителя информации было уточнено значение коэрцитивной силы насыщения (Нк=450 КА/м) магнитных материалов. Рассмотрена конструкция жестких магнитных дисков и ослабление внешнего импульсного магнитного поля элементами конструкции жесткого магнитного диска. При внешних импульсных воздействиях магнитным полем, превышающим коэрцитивную силу тонкопленочного слоя мультиферроидонго материала жесткого магнитного диска на элементы конструкции, решающую роль для ослабления магнитного поля играет электрическая проводимость материала. В этих условиях рассматривалось действие частотного экранирования с учётом спектра частот составляющих используемый магнитный импульс. Толщина скин-слоя растет с уменьшением частоты и увеличением длительности стирающего импульса.

В то же время добротность контура полеобразующей системы, создающего магнитное поле, уменьшается с уменьшением частоты, что приводит к снижению пикового значения тока в контуре и, в конечном счёте, к уменьшению стирающего поля. С учетом этих условий проведены расчеты и моделирование процесса изменения формы и длительности воздействующего на магнитный носитель импульса. По результатам расчетов и моделирования определялись наилучшие оптимальные параметры амплитуда и длительность стирающего импульса магнитного поля. Проведенные эксперименты на типовых образцах носителей информации подтвердили результаты исследований. Даны рекомендации для выбора параметров стирающих импульсов. Значение напряженности импульсного магнитного поля должно превышать значение коэрцитивной силы тонкопленочного слоя мультиферроидного материала носителя информации, а полеобразующие системы стирающих устройств с учетом количества витков и ослабления внешнего импульсного магнитного поля элементами жесткого магнитного носителя информации должны иметь оптимальное значение длительности импульса в пределах от 1,0 мс до 4,5 мс.

Для цитирования:
Хлопов Б.В., Шашурин В.Д., Самойлович М.И. Оптимальная длительность импульсного магнитного поля для стирания записанной информации на мультиферроидных материалах НЖМД // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №4. – С. 31-36.

For citation:
Khlopov B.V., Shashurin V.D., Samoylovich M.I. The optimum duration of a pulse magnetic field for deleting of the written-down information on the multiferroic materials winchesters. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.4, pp. 31-36. (*in Russian*)

Введение

Наиболее распространены два вида записи – параллельная и перпендикулярная, различающиеся ориентацией вектора поля записи Нз относительно плоскости носителя. Наиболее распространенными способами стирания записи являются размагничивание и намагничивание мультиферроидного материала магнитного носителя информации путем воздействия на него внешним импульсным магнитным полем [1]. В случае параллельной записи на магнитном носителе (НЖМД) воздействие внешнего намагничивающего или размагничивающего поля в плоскости корпуса диска неодинаково для различных участков носителя, что приводит к остаточной намагниченности на тонкопленочном слое мультиферроидного материала магнитного диска [2]. Низкая надежность стирания, обусловленная тем, что перемагничивание ячеек с различной исходной ориентацией векторов намагниченностей (соответствующих нулю и единице записанного двоичного кода) происходит несимметричным образом, то есть углы между направлением стирающего поля и направлениями векторов намагниченности $M_н°$ и $M_н^1$ существенно различаются. Не идеальность прямоугольности петли гистерезиса мультиферроидного материала магнитного носителя приводит к остаточной разности намагниченностей указанных ячеек, которая может быть использована для восстановления записи. Исследование по определению оптимального значения длительности импульсного магнитного поля на носитель информации является актуальной задачей, а материалы исследования должны использоваться при разработке устройств экстренного стирания информации. Для достижения данной цели решались задачи:

– уточнялись условия при которых возможно перемагничивание мультиферроидных магнитных материалов типовых носителей информации;

– определялось влияние конструкционных элементов НЖМД на ослабление внешнего импульсного магнитного поля;

– уточнялась область возможного получения наилучших параметров стирающего устройства, в котором может быть реализована оптимальная длительность стирающего импульса внешнего магнитного поля.

Магнитная восприимчивость тонкопленочных слоев мультиферроидных магнитных материалов, применяемых в системах внешней памяти жестких магнитных дисков

Для гарантированного стирания информации полеобразующие системы стирающих устройств должны иметь значения амплитуды и длительности импульса, облучающего магнитного поля, обеспечивающие изменение магнитных состояний тонкопленочных слоев мультиферроидных материалов магнитных носителей информации. Описанные [1, 2] гистерезисные петли характерны для достаточно медленных процессов перемагничивания, при которых сохраняется квазиравновесная связь между M и H для соответствующих метастабильных состояний, и называются квазистатическими (или просто статическими). Характерные времена, при которых указанные процессы можно считать квазистатическими определяются известным соотношением:

$$T = \frac{2\pi}{\gamma H}, \qquad (1)$$

где γ = 2,8 МГц/Э (1 Э = 79,3 А/м) – гиромагнитное отношение. Для характерных значений поля, равных коэрцитивной силе (при которых и возможно перемагничивание образца), величина Т составляет 10^{-9} с. Таким образом, рассмотренное квазистатическое приближение будет справедливо для импульсных магнитных полей с фронтами нарастания, существенно превышающими эту величину. Магнитотвердыми принято считать ферромагнитные материалы, обладающие высокой коэрцитивной силой $H_c \approx 10^3$—10^6 А/м. Эти материалы применяются для постоянных магнитов, для гистерезисных двигателей и магнитной записи. Устойчивость намагниченного состояния и физические свойства тонкопленочных слоев исследовались на типовых образцах дисков с покрытием материалами следующих составов: барий-ферритовый $Ba*Fe_2O_3$; железосодержащие Fe_3O_4; FeCr; FeNb; FeSnO; FeTi; титаната железа $FeTi_2O_5$; феррита состава $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$; металлов и их сплавов – Ni_3Fe; Ni_3Fe+куб.; Fe; $FeNi_3$; Ni_2Fe_3 + рентгеноаморфные фазы металлов; куб. фазы Ni+$FePd_3$ + рентгеноаморфная фаза металлов, (или Ni+Fe+Pd). Проведенные исследования состояния тонкопленочных слоев мультиферроидных магнитных материалов, применяемых в системах внешней памяти жестких магнитных дисков, позволили уточнить значение коэрцитивной силы материала [2,3]. По результатам проведенного исследования тонкопленочных мультиферроидных материалов, напыленных на подложку типового диска носителя информации была уточнена коэрцитивная сила насыщения $H_к$=450 КА/м магнитных материалов.

Влияние защитных экранирующих элементов конструкции жестких дисков на значения внешнего импульсного магнитного поля

Ослабление внешнего импульсного магнитного поля элементами НЖМД зависит от многих факторов: геометрических размеров корпуса, толщины материала экранирующих элементов, формы и длительности воздействующего импульса [4]. Конструкция жестких дисков, объединяет в одном защитном корпусе носитель информации, устройство чтения и записи, а также, интерфейсную часть. Элементы конструкции НЖМД, с дополнительными рёбрами жёсткости, металлическими накладками, алюминиевыми подложками дисков с тонкопленочным покрытием мультиферроидным магнитным материалом обладают экранирующими свойствами [5]. При внешних импульсных воздействиях магнитным полем на элементы конструкции НЖМД решающую роль для ослабления внешнего магнитного поля играет электрическая проводимость материала [3]. В этих условиях необходимо рассматривать действие частотного экранирования с учётом всего спектра частот составляющих используемый импульс. Толщина скин-слоя растет с уменьшением частоты (увеличением длительности стирающего импульса). В то же время добротность контура полеобразующей системы, создающего магнитное поле, также уменьшается с уменьшением частоты, что приводит к снижению пикового тока в контуре и, в конечном счёте, к уменьшению стирающего поля. Таким образом, для снижения потерь значения напряженности магнитного поля в кожухе длительность импульса необходимо увеличивать, а для увеличения значения пикового тока в контуре её необходимо уменьшать.

Условия, определяющие длительность стирающего импульса

Наилучшие параметры стирающего устройства могут быть реализованы при некоторой оптимальной длительности стирающего импульса магнитного поля [7]. Длительность импульса определяется (при заданной индуктивности контура полеобразующей системы) величиной накопительной ёмкости.

Ток i в контуре, содержащем соединенные последовательно индуктивность L, ёмкость C и активное сопротивление r определяется следующим уравнением:

$$\frac{i}{C}+r\frac{di}{dt}+L\frac{d^2i}{dt^2}=0 \qquad (2)$$

решением, которого является функция:

$$i=\frac{U}{\omega L}\sin\omega t e^{-\gamma t}, \qquad (3)$$

где частота собственных колебаний контура

$$\omega=\left[\frac{1}{LC}-\frac{r^2}{4L^2}\right]^{1/2}, \qquad (4)$$

$r= r_K+r_T+r_C$, r_K – активное сопротивление катушки (полеобразующей системы), r_T и r_C – паразитное сопротивление открытого тиристора и ёмкости накопителя,

$$\gamma=\frac{r}{2L}. \qquad (5)$$

Поле в центре рабочей зоны H (полеобразующей системы) с учетом потерь, как в кожухе, так и в контуре (в момент времени, соответствующий максимальному току $t_m=\frac{1}{\omega}arctg\frac{\omega}{\gamma}$), определяется выражением:

$$\frac{H}{H_0}=e^{-(\gamma t_m+\frac{d}{\delta})}, \qquad (6)$$

где H_0 – поле в отсутствии потерь ($\gamma = 0$, $d = 0$), d – толщина защитного кожуха. В случае $r << 2\omega L$, что соответствует высокодобротному контуру, $t_m \approx \pi/2$. При этом максимум выражения (6), с учётом, (4) и (5), достигается при следующем значении ёмкости контура:

$$C=\frac{4L}{4\omega_{max}^2L^2+r^2}, \qquad (7)$$

где $\omega_{max}=\left[\frac{\pi^2\rho(r_K+r_T+r_C)^2}{2\mu_0 d^2L^2}\right]^{1/3}$, (8)

ρ – удельное сопротивление материала кожуха.

Значение индуктивности можно оценить по формуле (5).

На рисунке 1 показаны зависимости величины H/H_0 для разных значений n (число витков) как функция ёмкости C с учётом потерь в защитном кожухе жёсткого диска. В расчётах было принято $r_T + r_C = 0.03$ Ома, d (Al) = 1 мм, d (Fe) = 0.2 мм, D = 15.6 см, h = 3 см. Для других значений указанных параметров емкости C легко рассчитать по формуле (7). Из приведённых рисунков видно, что с увеличением числа витков катушек (полеобразующей системы) функция (6) в области максимума становится более пологой, то есть, расширяется диапазон допустимых значений ёмкости, без существенного снижения поля в рабочем объёме [7].

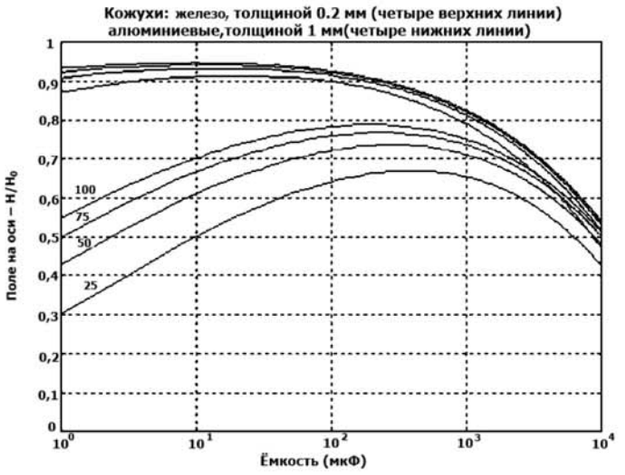


Рис. 1. Зависимости величины H/H_0 для разных значений n (число витков) как функция ёмкости с учётом потерь в защитном кожухе жёсткого диска

С учётом неопределённости материала и толщины кожуха можно считать, что оптимальное значение ёмкости накопителя должно находиться в пределах от 50 до 200 мкФ, при числе витков в каждой катушке полеобразующей системе не менее 70. Увеличение значения емкости накопителя при постоянном значении числа витков в катушке приводит к уменьшению величины значения H/H_0 (к увеличению потерь в защитном кожухе жёсткого диска. На рисунке 2 приведено соотношение между величиной ёмкости накопителя и частотой собственных колебаний контура, создающего магнитное поле, для различного числа витков катушек.

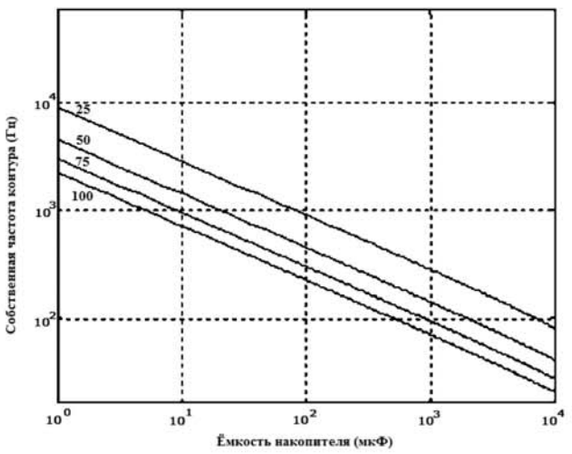


Рис. 2. Соотношение между величиной ёмкости накопителя и частотой собственных колебаний контура (для различных значений n)

Как видно из рисунка 2, при указанных выше значениях ёмкости накопителя частота собственных колебаний будет находиться в пределах 200-500 Гц. С учетом условий заданных значений индуктивности контура полеобразующей системы и величины накопительной ёмкости и на основании проведенного анализа расчетных и экспериментальных характеристик [8,9] можно сделать, что длительность стирающего импульсного магнитного поля не должна превышать

4,5 мс. Увеличение длительности стирающего магнитного поля в поллеобразующей системе приведет к большим неоправданным энергетическим изменениям и конструкторской рабочей документации накопителя энергии.

Амплитудные и частотные характеристики магнитного импульса стирающего устройства

Амплитуда переменного магнитного поля круговой частоты ω уменьшается с проникновением в немагнитный проводник на глубину z по закону

$$H(z)/H_0 = \exp(-z/\delta), \quad (9)$$

где H_0 – амплитуда поля на поверхности проводника, а

$$\delta = \sqrt{2\rho/(\mu_0\omega)} \quad (10)$$

– глубина скин-слоя, $\mu_0 = 4\pi\cdot10^{-7}\ Гн/м$ – магнитная постоянная, ρ – удельное сопротивление проводника. Для защитного кожуха из алюминия $\rho_{Al} = 2.82*10^{-8}$ Ом*м.

При использовании импульсного магнитного поля необходимо рассматривать действие частотного экранирования с учётом всего спектра частот составляющих используемый импульс [3,7]. Для этого необходимо представить исходный импульс в виде интеграла Фурье с воздействием на каждую его спектральную компоненту по закону (9,10) и последующим восстановлением результирующего импульса посредством обратного преобразования Фурье с учётом фазовых сдвигов каждой спектральной компоненты.

Будем считать импульс прямоугольным, с длительностью Т. Тогда его зависимость от времени можно представить с помощью обратного Фурье преобразования следующего вида:

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\omega)e^{-i\omega t}dt, \quad (11)$$

где

$$g(\omega) = 2\frac{\sin(\omega T/2)}{\omega} \quad (12)$$

– результат прямого Фурье преобразования импульса прямоугольной формы.

После взаимодействия с экраном все частотные составляющие $g(\omega)$ импульса (11) уменьшатся в соответствии с формулами (9) и (10):

$$g_e(\omega) = g(\omega)\cdot\frac{H(z)}{H_0} \equiv 2\frac{\sin(\omega T/2)}{\omega}\exp(-z/\sqrt{2\rho/(\mu_0\omega)}) \quad (13)$$

Изменённый экраном импульс теперь записывается в виде Фурье интеграла от соответствующих частотных компонент:

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g_e(\omega)e^{-i\omega t}dt, \quad (14)$$

Численное интегрирование по формуле (14) даёт возможность рассчитать значение H_e амплитуды и форму изменённого импульса магнитного поля. На рисунке 3 приведены кривые для трёх значений длительности импульса, демонстрирующие изменение амплитуды экранированного импульса с максимальным значением H_e.

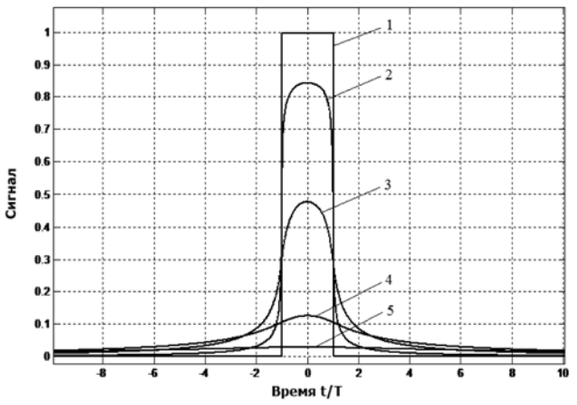


Рис. 3. Зависимость амплитуды H_e и формы импульса от его длительности Т. 1 – исходный импульс амплитуды H_0; 2 – Т = 1 мс, H_e/H_0 = 0,84; 3 – Т = 50 мкс, H_e/H_0 = 0,48; 4 – Т = 5 мкс, H_e/H_0 = 0,12; 5 – Т = 1 мкс, H_e/H_0 = 0,03. Экран алюминиевый, толщиной 1 мм

Из приведенного рисунка 3 видно, что по мере прохождения через слой металла импульс магнитного поля длительностью 1мс не только уменьшается по амплитуде, но и расширяется, что легко объяснимо ослаблением высокочастотных компонент импульса [8].

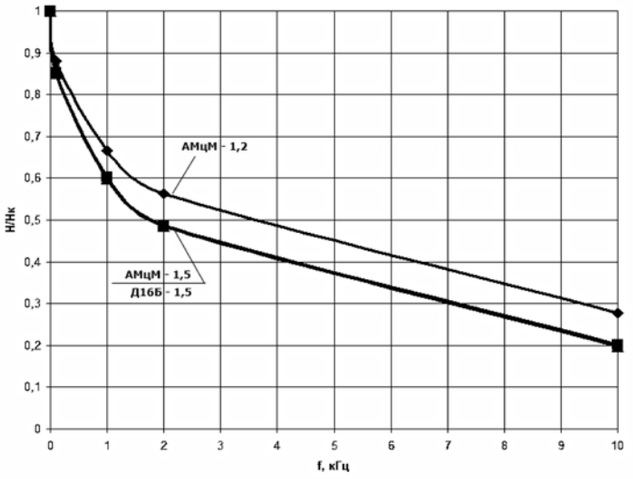


Рис. 4. Зависимость ослабления магнитного поля от частоты

Из рисунка 3 видно как фильтрация высоких частот, производимая экраном (формулы (9, 10, 15) приводит к уменьшению амплитуды импульса и его расплыванию. Отметим, что в расчетах не принималась во внимание конкретная реализация формы исходного импульса. Экспериментально полученный эффект подтвержден за счёт экранирования металлическим экраном импульса идеальной прямоугольной формы магнитного поля со значением напряженности 450 КА/м [9]. При использовании конкретных источников магнитного поля в формулы (12-14) несложно внести соответствующие коррективы, учитывающие форму исходного импульса. Как известно, амплитуда волны магнитного поля уменьшается с проникновением в проводник на глубину z по закону

$$H(z) = H(\omega)\exp(-z/\delta), \quad (15)$$

где $H(\omega)$ – амплитуда поля на поверхности проводника, а глубина скин слоя:

$$\delta = \sqrt{2/(\mu_0 \mu \sigma \omega)}. \quad (16)$$

Последнюю формулу (6.2) можно представить в виде:

$$\delta = 503{,}3\sqrt{\rho/\mu f}, \quad (17)$$

где ρ – удельное сопротивление проводника, а $f = \omega/2\pi$ - циклическая частота.

Для корпусов из алюминиевых сплавов $\rho_{АМцМ} = 3{,}45 \cdot 10^{-8}$ Ом·м, $\rho_{Д16Б} = 3{,}4 \cdot 10^{-8}$ Ом·м.

С учетом этого $\delta_{АМцМ} = 2{,}96/\sqrt{f}$ (мм), $\delta_{Д16Б} = 2{,}93/\sqrt{f}$ (мм), где f – частота волны в кГц.

При $H \geq H_к$, что для АМцМ и Д16Б составляет от 300 до 500 Э (от 2,4 до 4 кА/м) $\mu \approx 1$.

Ослабление $\exp(-z/\delta)$ приведено в таблице 2.

Таблица 2

Марка материала кожуха	f = 100 Гц	f = 1 кГц	f = 100 кГц	f = 1 МГц
АМцМ-1,2	0,8797	0,6667	0,0174	0
АМцМ-1,5	0,8519	0,6024	0,0063	0
Д16Б-1,5	0,8505	0,5993	0,0060	0

В таблице 2 приведены расчетные и подтвержденные экспериментально значения зависимости ослабления магнитного поля в полеобразующей системе от изменений значений частоты импульсного магнитного поля при различных возможных условиях экранирования [9,10]. Таким образом, на частоте 1 кГц при толщине металла 1,2 мм и $H \geq H_к$ корпус из АМцМ ослабляет поле на 33,33 %, при толщине металла 1,5 мм и $H \geq H_к$ корпус из АМцМ или ослабляет поле на 39,76 % или 40,07 % соответственно.

Зависимости ослабления магнитного поля алюминием марки АМцМ при толщине 1,2 и 1,5 мм и сплава Д16Б-1,5 (при напряженности магнитного поля порядка 1000 А/м) для частот 100 Гц и 1 кГц приведены на рисунке 4. Как видно из приведенных зависимостей, для реальных толщин металлических защитных кожухов их влияние на величину магнитного поля будет незначительно при магнитных полях.

Заключение

1. Длительность импульсного магнитного поля для стирания записанной информации на мультиферроидных материалах НЖМД зависит от частоты, емкости накопителя и электрических свойств магнитного экранирования материала. Чем ниже частота, тем слабее действует экран, тем большей толщины приходится его делать для достижения одного и того же экранирующего эффекта.

2. Для гарантированного стирания информации значение напряженности импульсного магнитного поля должно превышать значение коэрцитивной силы тонкопленочного слоя мультиферроидного материала носителя информации, а полеобразующие системы стирающих устройств с учетом количества витков должны иметь оптимальное значение длительности импульса в пределах от 1 мс до 4,5 мс.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 16-07-00642А).

Литература

1. *Гуляев Ю.В., Герус С.В., Митягин Ал.Ю., Митягин Ан.Ю., Муравьев Э.Н., Хлопов Б.В.* Уничтожение информации с накопителей на жестких магнитных дисках // Инженерная физика. – 2004. – №2. – С.2-12.

2. *Хлопов Б.В., Самойлова В.С. , Юрьев И.А.* Изменения состояния тонкопленочных слоев магнитных материалов, применяемых в системах внешней памяти жестких магнитных дисков // Телекоммуникации и транспорт, 2015, №12. – С.5-11.

3. *Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М.* Электродинамика сплошных сред. – М.: Наука. 1982. – С.279, 283, 620.

4. *Хлопов Б.В., Фесенко М.В., Митягин А.Ю.* Влияние экранирования при воздействии импульсных магнитных полей на жесткие магнитные носители информации / Труды XV Международной науч.-техн. конф. «Высокие технологии в промышленности России", 2009. – С. 223-227.

5. *Гуляев Ю.В., Митягин Ал.Ю., Хлопов Б.В.* Разработка и создание аппаратуры для уничтожения информации с магнитных носителей // Инженерная физика. – 2010. – №1. – С. 36-39.

6. *Хлопов Б.В., Темирязева М.П., Митягин А.Ю.* Исследование влияния импульсных магнитных полей на сохранение информации на винчестерах / Труды XIV Международной науч.-техн. конференция «Высокие технологии в промышленности России». – М.: изд. ОАО "ЦНИТИ-Техномаш", 2008. С. 248.

7. *Roy A.G., Jeong S., Laughlin D.E.* High-coercivity CoCrPt-Ti perpendicular media by in situ interdiffusion of CrMn ultrathin overlayers // IEEE Transactions on Magnetics. – 2002. – Vol. 38, No. 5, Part 1, – Pp. 2018- 2020.

8. *Митягин А.Ю., Соколовский А.А., Хлопов Б.В.* Особенности стирания информации с многодисковых винчестеров импульсным магнитным полем. Технология и конструирование в электронной аппаратуре, Украина, №1 (85), 2010. – С. 14-17.

9. *Митягин А.Ю., Соколовский А.А., Хлопов Б.В.* Экспериментальное исследование качества и полноты уничтожения информации с жестких магнитных дисков // Международная научно-техническая конференция " Информационные технологии и моделирование приборов и техпроцессов в целях обеспечения качества и надежности". Том 1. Сусс, Тунис, 2006, С. 38-43.

10. *Гуляев Ю.В., Хлопов Б.В., Митягин А.Ю., Соколовский А.А.* Влияние внешних магнитных полей на информационную магнитную структуру современных жестких дисков // Нано-микросистемная техника. № 11, 2010. С. 10-14.

THE OPTIMUM DURATION OF A PULSE MAGNETIC FIELD FOR DELETING OF THE WRITTEN-DOWN INFORMATION ON THE MULTIFERROIC MATERIALS WINCHESTERS

Khlopov B.V., *Federal State Unitary Enterprise TsNIRTI im. akademika A. I. Berga, Russian Federation, Moscow, Russia,* **hlopovu@yandex.ru**
Shashurin V.D., *MGTU of N.E. Bauman, Moscow, Russia,* **shashurin@bmstu.ru**
Samoylovich M.I., *Central research institute of technology "Technomash", Moscow, Russia,* **samoylovich@cnititm.ru**

Abstract
In the real work researches on specification of optimum duration of a pulse magnetic field for deleting of the written-down information on the multiferroic materials rigid magnetic carriers are conducted. Two types of record parallel and normal with the perpendicular direction of a vector of a writing field to a disk are considered. The method magnetization of multiferroic material of a magnetic data carrier by impact on him by an external pulse magnetic field has been the basis for research. It is established that for the guaranteed deleting of information in field forming system of the erasing device the magnetic field with duration of an impulse providing change of a magnetic condition of a thin-film layer multiferroic material of a magnetic data carrier has to be created. Physical properties and stability of the magnetized condition of thin-film layers of standard samples of magnetic disks are considered. By results of the conducted research thin-film the multiferroic of the materials which are raised dust on a substrate of a standard disk of a data carrier value of coercive force of saturation (the Tax Code of =450 KA/m) of magnetic materials has been specified. The design of hard magnetic drives and weakening of an external pulse magnetic field is considered by elements of a design of a hard magnetic drive. At external pulse influences by the magnetic field exceeding the coercive force of a thin-film layer multiferroic material of a hard magnetic drive on design elements, the crucial role for weakening of a magnetic field is played by electric conductivity of material. In these conditions action of frequency shielding taking into account a range of frequencies of components the used magnetic impulse was considered. Thickness a skin layer grows with reduction of frequency and increase in duration of the erasing impulse. At the same time good quality of the contour of field forming system creating a magnetic field decreases with reduction of frequency that leads to decrease in peak value of current in a contour and, eventually, to reduction of the erasing field. Taking into account these conditions calculations and modeling of process of change of a form and duration of the impulse influencing the magnetic carrier are carried out. By results of calculations and modeling the best optimum parameters amplitude and duration of the erasing impulse of a magnetic field were defined. The made experiments on standard samples of data carriers have confirmed results of researches. Recommendations for the choice of parameters of the erasing impulses are made. Value of intensity of a pulse magnetic field has to exceed value of coercive force of a thin-film layer of multiferroic material of a data carrier, and field forming systems of the erasing devices taking into account quantity of rounds and weakening of an external pulse magnetic field elements of a rigid magnetic data carrier have to have optimum value of duration of an impulse ranging from 1,0 ms to 4,5 ms.

Keywords: *multiferroic materials, data carrier, magnetic system, coercive force, thin-film layer.*

References
1. *Gulyaev Yu.V., Gerus S.V., Mityagin Al. Yu., Mityagin An. Yu., Muravyev E.N., Hlopov B.V.* Destruction of information from stores on hard magnetic drives//Engineering physics. 2004. No. 2. Pp. 2-12. (*in Russian*)
2. *Hlopov B.V., Samoylova V.S., Yuryev I.A.* Changes of a condition of thin-film layers of the magnetic materials applied in systems of external memory rigid magnetic disc.//Telecommunications and transport, 2015, No. 12. Pp. 5-11. (*in Russian*)
3. *Landau L.D., Lifshits E.M.* Electrodynamics of continuous environments. Moscow. Science. 1982. Pp. 279, 283, 620. (*in Russian*)
4. *Hlopov B.V., Fesenko M.V., Mityagin A.Yu.* Influence of shielding at impact of pulse magnetic fields on rigid magnetic data carriers. Works XV International scientifically – technical conference." HIGH TECHNOLOGIES IN the INDUSTRY of RUSSIA", 2009. Pp. 223-227. (*in Russian*)
5. *Gulyaev Yu.V., Mityagin Al.Yu., Hlopov B.V.* Development and creation of the equipment for destruction of information from magnetic carriers / Engineering physics. 2010. No. 1. Pp. 36-39. (*in Russian*)
6. *Hlopov B.V., Temiryazeva M.P., Mityagin A.Yu.* Research of influence of pulse magnetic fields on saving information on winchesters / Works XIV International scientifically – technical conference "High technologies in the industry of Russia", prod. JSC TsNITI-Tekhnomash, Moscow, 2008, p. 248 (*in Russian*)
7. *Roy A.G., Jeong S., Laughlin D.E.* High-coercivity CoCrPt-Ti perpendicular media by in situ interdiffusion of CrMn ultra-thin overlayers / IEEE Transactions on Magnetics. 2002. Vol. 38. No. 5. Part 1. Pp. 2018-2020.
8. *Mityagin A.Yu., Sokolovsky A.A., Hlopov B.V.* Features of deleting of information from multidisk winchesters pulse magnetic field. Technology and designing in the electronic equipment, Ukraine, No. 1 (85). 2010. Pp. 14-17. (*in Russian*)
9. *Mityagin A.Yu., Sokolovsky A.A., Hlopov B.V.* A pilot study of quality and completeness of destruction of information with rigid magnetic discs / The International scientific and technical conference" Information technologies and modeling of devices and technical processes for ensuring quality and reliability". Vol. 1. Pp. 38-43, Sousse, Tunis. 2006. (*in Russian*)
10. *Gulyaev Yu.V., Hlopov B.V., Mityagin A.Yu., Sokolovsky A.A.* Influence of external magnetic fields on information magnetic structure of modern hard drives. Magazine "Nano-microsystem Equipment". No. 11. 2010. Pp. 10-14, 2010. (*in Russian*)

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ СИГНАЛОВ OFDM С ПОЛЯРНОЙ И ДЕКАРТОВОЙ АРХИТЕКТУРОЙ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ КЛЮЧЕВОЙ РЕЖИМ С СИГМА-ДЕЛЬТА ИЛИ ШИМ КОДИРОВАНИЕМ

Власов Василий Алексеевич,
МТУСИ, Москва, Россия,
mtuci@mtuci.ru

Ключевые слова: *кодирование (сигма-дельта), кодирование ШИМ, стандарты связи WiMAX, LTE, сигналы с высоким ПИК-фактором (OFDM)*

Некоторые методы модуляции, такие как OFDM, обеспечивают высокий ПИК-фактор, что делает проблемным построение усилителей мощности радиочастотного сигнала из-за малого КПД И нелинейных искажений. На основе публикаций по французским программам исследований "mano 2008" и "mano 2012" рассматриваются архитектуры радиопередатчиков, использующих технологии "дискретизации" кодирования сигналов по рабочей полосе ΣΔ (сигма-дельта модуляция) и ШИМ, которе всё чаще используются в беспроводных системах связи и передачи информации – начиная с коротковолнового диапазона частот и до примерно 6 ГГц (для стандартов WiFi, WiMAX, LTE, DVB-T, T2 и т.п.) [22]. Многочастотные сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием наиболее перспективны для передачи информации по каналам с многолучевостью. Однако сигналы с OFDM имеют высокие значения отношений пиковой мощности к средней мощности (пик-фактор). Поэтому при передаче сигналов OFDM в нелинейных передатчиках возникают амплитудно-конверсионные искажения типа AM/AM и AM/ФМ, определяющие интермодуляционные помехи и фазовые искажения в дополнение с канальным аддитивным шумом. Это является недостатком данных сигналов по отношению к сигналам с постоянной огибающей. Если мощность динамического диапазона входных OFDM-сигналов, приводящая к весьма малым значениям электронного КПД усилителя мощности может иногда игнорироваться для передатчиков базовых станций (единицы процентов), то для носимых портативных (карманных) радиопередатчиков это неприемлемо из-за необходимости использования (или частой подзарядки) габаритных аккумуляторов. На практике широко используются разнообразные методы снижения пик-фактора [6, 20], либо CE-OFDM [1, 2] – OFDM с постоянной огибающей (пик-фактор равен 0 дБ). Среди архитектур передатчика СПО (структура с постоянной огибающей) можно различить по крайней мере три вида решений. В первом огибающая сигнала (т.е. его) величина используется для: модуляции по амплитуде усилителя мощности – EER (удаление и восстановление огибающей [5], отслеживания огибающей [4, 8] и различных видов динамических способов управления источником питания [8] или полярной облегчённой архитектуры [9]).

Во втором, таком как LINL (линейное усиление с нелинейным элементом [10]) или CALLUM (универсальный модулятор с петлей автоподстройки по постоянной амплитуде [11], исходный сигнал с меняющейся во времени огибающей распадается на сумму двух сигналов с постоянной огибающей, которые усиливаются двумя идентичными УМ и объединяются на выходе. В третьем решении изменяющийся во времени исходный сигнал дискретизируется и кодируется в 2-х уровневый сигнал [12], для получения сигнала с постоянной огибающей. При этом архитектура EER LINE [13] объединяет высокоэффективные усилители радиосигналов, а также полярную и декартовую архитектуры усилителей.

Для цитирования:
Власов В.А. Высокоэффективные усилители мощности сигналов OFDM с полярной и декартовой архитектурой, использующие ключевой режим с сигма-дельта или ШИМ кодированием // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №4. – С. 37-40.

For citation:
Vlasov V.V. High-power amplifiers OFDM signals with polar and cartesian architecture using a key mode sigma-delta or PWM-coded. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.4, pp. 37-40. (*in Russian*)

Принципы архитектур с постоянной огибающей (СПО), использующих технологию дискретизации

Архитектура передатчика с постоянной огибающей (СПО) и дискретизацией полагается на кодирование исходного сигнала в сигнал с постоянной огибающей, имеющий двухуровневую структуру, от которого исходный сигнал может быть восстановлен посредством фильтрации. Назовем этот сигнал «кодированный сигнал». Самыми частыми методами кодирования являются ШИМ (широтно-импульсная модуляция) и модуляция ΣΔ-сигма-дельта.

Реальная и мнимая части сложной огибающей исходного сигнала сверхдискретизированы (т.е. частота дискретизации выше частоты, определенной по теореме Котельникова) и кодированы дельта-кодерами [14]. Эти два кодированных сигнала модулируют по амплитуде две квадратурные несущие, они усиливаются двумя высокоэффективными УМ и суммируются. Наконец, сигнал фильтруется полосовым фильтром, чтобы получить усиленный исходный сигнал (рис. 1).

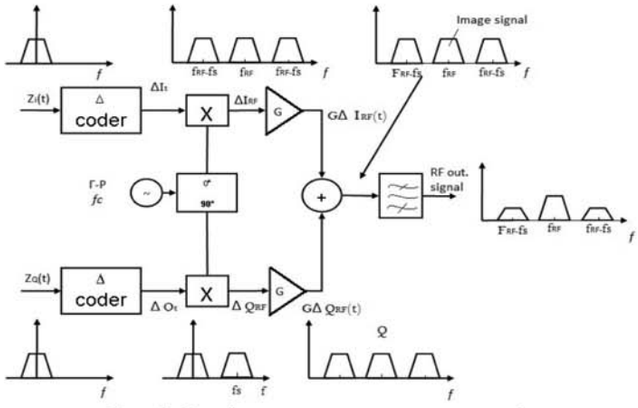


Рис. 1. Линейное усиление с дискретизацией

Отношение сигнал-шум (SNR) после восстановления сигнала зависит от коэффициента сверхдискретизации обычно с подходом LIST. Для SNR равного 55 дБ, коэффициент сверхдискретизации должен быть больше 200 B, где B – полоса пропускания сигнала. В многоканальной системе полоса пропускания B должна быть полной полосой пропускания системы, а не единственного канала.

Новая архитектура СПО, которая предложена в литературе, использует модуляцию ΣΔ или ШНМ. Можно отличить два подхода, в зависимости от кодируемого сигнала – радиочастотного или основополосного.

Рисунок 2 показывает случай кодирования радиочастотного сигнала полосовым ΣΔ. Для уменьшения шумов ΣΔ ключевой УМ сопровождается полосовым фильтром. Основная трудность этого решения заключается в выборе необходимости частотной дискретизации, которая, как правило, равна четырехкратной несущей частоте для полосового модулятора ΣΔ. При высокой несущей частоте (выше 2 ГГц) очень трудно или невозможно реализовать кодеры на таких высоких частотах. Есть несколько возможных внутриполосных подходов в зависимости от сложности обрабатываемой огибающей. Они различаются в особенности обработки декартовой или полярной архитектур, где используются независимые друг от друга ШИМ или ΣΔ типы модуляций. Поэтому можно различить четыре подвида архитектур: полярная ΣΔ, декартовая ΣΔ, полярная ШИМ и декартовая ШИМ.

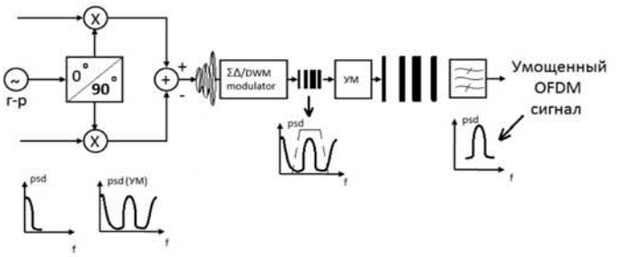


Рис. 2. Принципы архитектуры СПО с кодированием радиочастотного сигнала полосовым ΣΔ с изображением форм спектральной плотности мощности сигналов (psd)

Свяжем сложную огибающую Z(t) через её декартовые координаты Zi(t) и ZQ(t), её полярные координаты как P(t) и φ(t).

Принципы полярного ΣΔ/ШИМ архитектуры с постоянной огибающей

На рисунке 3 представлена полярная архитектура СПО с ±a 1-разрядным кодером ΣΔ или ШИМ [16]. В этой структуре восстановление огибающей и фазы сигнала осуществляются в основной полосе перед усилителем мощности. Данные отображаются после произведенной модуляции ради получения сложной огибающей Z(t). Огибающая сигнала p(t) кодируется на низких частотах ΣΔ или модулятором ШИМ, и выход 1-разрядного кодера установится двухуровневой СПО. Фаза сигнала exp(j(φ t)) и кодированная огибающая повторно объединяются, чтобы сформировать закодированный сигнал СПО Pcoded exp(jw(t)). Этот сигнал является сигналом с перенесенной вверх частотой на несущей частоте fc(ω=2π fc) для получения модулированного радиочастотного сигнала x(t). Сигнал x(t) передается УМ. Так как x(t) – сигнал СПО, требования линейности для УМ ослабляются, и усилитель может работать к ключевом режиме. В конце усиленный сигнал фильтруется. Для сохранения устойчивости модулятора ΣΔ на входе модулятора должен быть включен ограничитель.

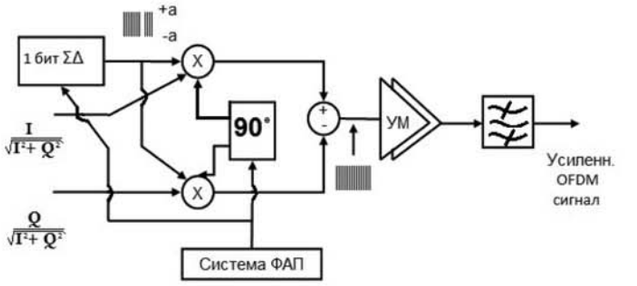


Рис. 3. Полярная структурная СПО

Для этой архитектуры может быть применена различная электрическая реализация. Можно сгенерировать два сигнала Pcoded (t)*Cos(φ(t)) и Pcoded (t)*Sin(φ(t)) в цифровом виде. Поэтому, как изображено на рисунке 4, перед квадратурным (IQ) радиочастотным (RF) модулятором необходимо две цифро-аналоговых преобразователя. Частота дискретизации ЦАП выбирается согласно частоте ΣΔ или ШИМ – она должна была достаточно высокой, чтобы при ΣΔ или ШИМ

избежать шумового наложения [21]. Коммуникационные стандарты в новых системах сотовой связи и беспроводной локальной сети требуют высоких частот ΣΔ или ШИМ и существенной частоты дискретизации для ЦАП.

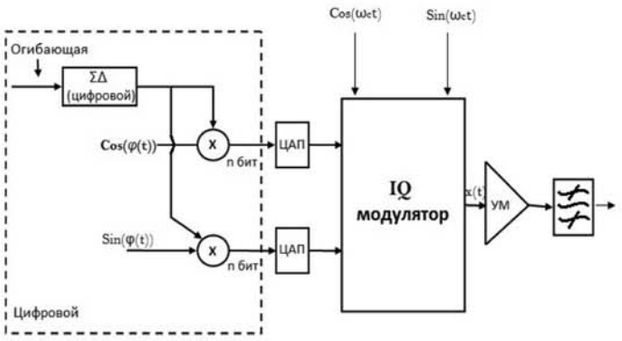


Рис. 4. Полярная архитектура СПО с цифровым синфазным I и квадратурным Q сигналами

Вторая возможная реализация архитектуры представлена на рисунке 5. Выход ΣΔ или ШИМ модулятора на низких частотах – аналоговый. Сигнал с цифровой фазой (или мгновенное частотой) преобразовывается в аналоговый, а затем модулируется на несущей частоте с модулируемой ФАПЧ. По окончании сигнал СПО и фазой повторно объединяются. Преимущество этого подхода (по сравнению с первым) состоит в том, что требуется только один ЦАП. Кроме того, здесь мягче требования для частоты ЦАП. Но полоса пропускания фазового сигнала может стать проблемой для модулируемой ФАПЧ (PLL). В этом случае модулируемая система ФАПЧ может быть замечена модулятором IQ, но при этом станут необходимы две ЦАПа для получения Cos(φ(t)) и Sin(φ(t)).

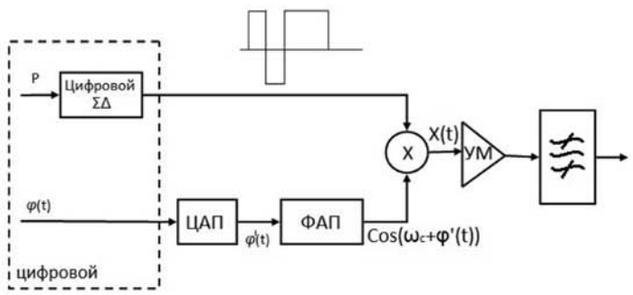


Рис. 5. Полярная архитектура ΣΔ с модулированной ФАПЧ

В первой архитектуре (рис. 4) модуляция на несущей частоте выполняется биомом IQ модулятора с помощью аналогового смесителя. Точно так же вторая архитектура использует аналоговый перемножитель для повторного объединения огибающей и фазы.

Третья возможная архитектура (рис. 6) предлагает сгенерировать цифровую несущую, затем заменить аналоговый смеситель цифровым (по принципу логического элемента «И»).

Полагаем, что цифровое смешивание выгодно для полярной архитектуры дельта-сигмы, так как при этом используются все типичные преимущества обработки сигналов в цифровом виде и есть возможность интеграции в ИС.

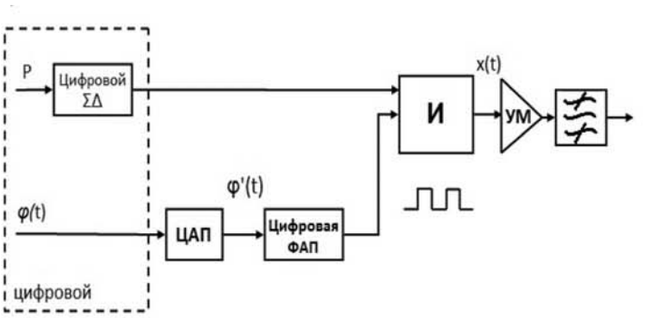


Рис. 6. Полярная ΣΔ с цифровым преобразованием (смешиванием)

Синхронизация между огибающей и фазовым сигналом является важнейшим аспектом в полярной архитектуре. Для преодоления этой проблемы в этом третьем методе используется тот же частотный генератор для цифровой ФАПЧ (ADPLL), что и для модуляторов ΣΔ или ШИМ.

Принципы декартовой ΣΔ или ШИМ архитектуры СПО

Вместо использования полярных координат можно разделить внутриполосный сигнал на его синфазные и квадратурные компоненты, приводящие к декартовой архитектуре передатчика КМОП [16].

В декартовом ΣΔ или ШИМ передатчике данных архитектуры СПО отображаются и обрабатываются в основной полосе согласно выбранным требованиям модуляции (рис. 7).

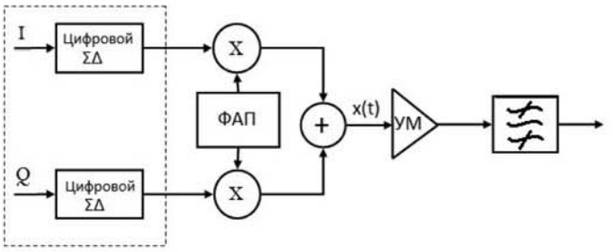


Рис. 7. Декартовая ΣΔ архитектура усилителя мощности

Сигнал разделяется на синфазную и квадратурную компоненты, которые составляют сигналы с переменной огибающей. Составляющие I и Q сигналы поступают на два 1-разрядных ΣΔ или ШИМ модулятора, кодирующие их в сигналы ±a. Закодированные сигналы I и Q имеют постоянную огибающую перед УМ. На вход УМ приходит сигнал СПО. Затем усиленный сигнал фильтруется полосовым фильтром на центральной частоте.

Моделирование и сравнение полярной и декартовой архитектуры СПО [16]

Для сигналов LTE и WiMAX при использовании ключевых УМ класса E. При сопоставлении результатов моделирования [16] полярной и декартовой архитектур возникли идентичные результаты по качеству сигнала (спектр и EVM), однако в плане реализации декартовая архитектура проще: полоса пропускания у сигналов I и Q более узкая, чем полоса пропускания сигнала огибающей. Для LTE при fнес = 3,7 ГГц при полосе 60 МГц получаем КПД 74% (ШИМ), полярной ΣΔ – 55,5%, декартовой ΣΔ – 32%.

Разработку и производство твердотелых СВЧ УМ в России [19] осуществляют: ФГУП «НПП Исток» (г. Фрязино); ЗАО «Микроволновые системы» (Москва); ОАО «Октава (г. Новосибирск); ФТИ им А.Ф. Иоффе; ОАО «Светлана-рост»; ФГУП НПП «Пульсар» и др.

Литература

1. *Thompson S.C.* et al. Constant-envelope OFDM. «IEEE Trons on Comm», 2008. No. 8. Pp.1300-1312.
2. *Шерстюков С.А.* Способ формирования OFDM радиосигнала с постоянной огибающей. (CE-OFDM) и одновременной компенсацией регулярных помех синтезатора частоты // Спецтехника и связь, №6, 2011. С. 24-27.
3. *Власов В.А.* OFDM в современных технологиях связи. Выбор параметров OFDM сигнала. Учебное пособие МТУСИ-М, 2012. 18 с.
4. *Ougour A.* et al. // Computer Journal, 2013. No. 10.
5. *Nader C.* et al. Microwave Theory and Technical Society // IEEE Trons, on Instrument». Jan. 2010. Vol. P8, ISSUE 99. Pp. 1-17.
6. *Sakran H.Y., Shokair M. and Elezm A.A.* Progress is Electromagnetics C. K2, 2008. – Pp.233-241.
7. *Коржихин Е.О.* Материалы VII Международной НТК, МИРЭА, 2010. – С. 184-188.
8. *Standinger J.* et al. International. Microwave Symposium Digest. Boston. 2000. Vol. 2. Pp. 873-876.
9. *Raab F.* et al. High Frequency Electronics, May – November 2003. Pp. 22-49.
10. *Lie D.Y.C.* et al. In Proc. 8th Int. conf. on ASIC, 2009. Pp. 347-350.
11. *Cox D.* IEEE Trans. on Comm., Dec. 1974. No. 12. Pp. 1942-1945.
12. *Cox D.* In Proc. of IEEE Radio and Wireless Conf, 1998. Pp. 137-140.
13. *Cox D.* IEEE Trans. on comm., Aug . 1975. No. 8. Pp. 793-798.
14. *Diet A.* et al. Physical Communication. ELSEVIER, Dec. 2008.
15. A. JAYARAMAN et al. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1998, no. 3. – Pp. 121-123.
16. *Berland B C.* et al. IEEE Trans. Circuits and Systems II: Express Briefs., 2006. No. 1. P. 1317.
17. *Diet A.* et al. Recent Patents on Electrical Engineering. 2013. No. 2. Pp. 1-16.
18. *Penaloza S.* et al. IEEE Radio and Wireless Symposium. Jan. 2009.
19. *Кищинский А.А.* Широкополосные транзисторные усилители мощности СВЧ диапазона смена поколений // Электроника: Наука, Технология, Бизнес, №2, 2010.
20. *Рашич А.В.* Снижение пик-фактора случайных последовательностей многочастотных сигналов… Канд. дисс. СПб государственного политехнического университета, 2009. С. 173.
21. *Bandoin G.* et al. // Radioengineering. Vol. 19. No. 4. 2010. Pp. 470-478.
22. *Варламов О.В., Чугунов И.В.* Исследование энергетических характеристик цифрового усилителя мощности OFDM сигналов диапазона УВЧ с дельта-сигма модулятором // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2015. Т. 7. № 2. С. 30-33.

HIGH-POWER AMPLIFIERS OFDM SIGNALS WITH POLAR AND CARTESIAN ARCHITECTURE USING A KEY MODE SIGMA-DELTA OR PWM-CODED

Vlasov V.V., *Moscow technical university of telecommunications and informatics, Moscow, Russia,* ***mtuci@mtuci.ru***

Abstract. Some modulation techniques, such as OFDM, provide a high peck factor, which brings a design problems to power amplifiers of the RF signal due to the small efficiency and non-linear harmonic distortions. This paper is based on publications of the French research program "mano 2008" and "mano 2012". To overcome the implementation design orcomplexity, linearization metods or highly linear non-constant envelope architectures able to transmit high PAPR signals must be investigated. In this context, different constant envelope architectures (CEAS) have been proposed. In these architectures, the input of the power amplifier (PA) is a constant envelope signal even of the transmitter have a time varying envelope. The potential interest of such architectures is to allow the use of high power amplifiers such as swiched-mode PAs. Among transmitter architectures (constant envelope structure) can be distinguished by at least three kinds of decisions. The envelope of the first signal (i.e. it) value is used for the modulation in amplitude of the power amplifier (Envelope removal and recovery of [5], the envelope tracking [4, 8], and various kinds of dynamic power source control methods [8] or polar lightweight architecture [9]). In the second (linear amplification with nonlinear element [10]) or universal modulator with a loop-locked on a constant amplitude [11], the original signal with time-varying envelope breaks down into the sum of two signals with constant envelope, which is reinforced by two identical to the PA and combine output. In the third solving the time-varying signal source is sampled and encoded into 2-level signal [12] to obtain a signal with constant envelope. In this architecture EER LINE [13] combines high radio amplifiers as well as the polar and the Cartesian amplifiers architecture.

Keywords: *coding (delta-sigma) of PWM encoding, WiMAX communication standards, LTE, signals with high peak factor (OFDM).*

References

1. *Thompson S.C.* et al. Constant-envelope OFDM / IEEE Trons on Comm", 2008. No. 8. Pp. 1300-1312.
2. *Sherstukov S.A.* A method of forming OFDM radio signal with a constant envelope. (CE-OFDM) and simultaneous compensation of regular interference frequency synthesizer / Special equipment and communication. No. 6, 2011. Pp. 24-27. (*in Russian*)
3. *Vlasov V.A.* OFDM in modern communication technologies. Selection OFDM parameter signal. Moscow, MTUCI, 2012. 18 p. (*in Russian*)
4. *Ougour A.* et al. / Computer Journal, 2013. No. 10.
5. *Nader C.* et al, Microwave Theory and Techn. Society, IEEE Trons, on Instrument, 2010. Vol. P8, ISSUE 99. Pp. 1-17.
6. *Sakran H.Y., Shokair M. and Elezm. A.A.* Progress is Electromagnetics C, k2, 2008. Pp. 233-241.
7. *Kozhihin E.O.* VII Conference MIREA, 2010. Pp. 184-188.
8. *Standinger J.* et al. In Inr. Microwave Symp. Digest. Boston. 2000. Vol. 2. Pp. 873-876.
9. *Raab F.* et al. High Frequency Electronics, May – November 2003. Pp. 22-49.
10. *Lie D.Y.C.* et al. In Proc. 8th Int. conf. on ASIC, 2009. Pp. 347-350.
11. *Cox D.* IEEE Trans. on Comm., Dec. 1974. No. 12. Pp. 1942-1945.
12. *Cox D.* In Proc. of IEEE Radio and Wireless Conf, 1998. Pp. 137-140.
13. *Cox D.* IEEE Trans. on comm., Aug. 1975. No. 8. Pp. 793-798.
14. *Diet A.* et al. Physical Communication. ELSEVIER, Dec. 2008.
15. *Jayaraman A.* et al. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1998. No. 3. Pp. 121-123.
16. *Berland B.C.* et al. IEEE Trans. Circuits and Systems II: Express Briefs., 2006. No. 1. Pp. 1317.
17. *Diet A.* et al. Recent Patents on Electrical Engineering. 2013. No. 2. Pp. 1-16.
18. *Penaloza S.* et al. IEEE Radio and Wireless Sympos. Jan 2009.
19. *Kishinsky A.A.* Broadband transistor amplifiers power microwave generation change / Electronics: Science, Technology, Business, No. 2, 2010.
20. *Rashich A.V.* Reducing the peak-factor random sequence of multi-frequency signals ... Kand. diss. St. Petersburg State Polytechnic. university. 2009. P. 173.
21. *Bandoin G.* et al. Radioengineering. Vol. 19. No. 4. Dez. 2010. Pp. 470-478.
22. *Varlamov O., Chugunov I.* Modeling of efficiency OFDM uhf digital power amplifier with delta-sigma modulator. H&ES Research. 2015. No.2, pp. 30-33.

МЕТОДЫ ТВ ВЕЩАНИЯ В СТАНДАРТЕ DVB-T2 СО ВСТАВКОЙ РЕГИОНАЛЬНОГО КОНТЕНТА

Карякин Владимир Леонидович,
д.т.н., профессор кафедры "Радиосвязи, радиовещания и телевидения" Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, Россия,
vl@karyakin.ru

Карякин Дмитрий Владимирович,
к.т.н., старший системный инженер Российского представительства Juniper Networks, Москва, Россия,
dm@karyakin.ru

Морозова Людмила Александровна,
к.т.н, доцент кафедры экономики и организации производства ПГУТИ, Самара, Россия, ***morozova@rcf.ru***

Ключевые слова: *стандарт DVB-T2, мультиплекс, федеральная целевая программа, региональный контент, магистральная сеть, региональная сеть, реплейсер, сеть SFN, синхронизация, защитный интервал, модуляция, кодирование.*

Представлен анализ методов организации вещания Первого мультиплекса в стандарте DVB-T2 со вставкой регионального контента в различных вариантах построения одночастотных сетей SFN цифрового наземного вещания Российской Федерации. Отмечаются проблемы импортозамещения технологии распределенной модификации программ с использованием реплейсера, поскольку компания Enensys Technologies владеет Российским патентом на способ вещания DVB-T2 со вставкой регионального контента и устройство, используемое в этом способе.
Недостатком применяемых в РФ технических решений по реализации задачи доставки региональной версии Первого мультиплекса является необходимость вещания совмещенных потоков T2-MI в различных регионах с едиными параметрами, устанавливаемыми в федеральном центре мультиплексирования (ФЦФМ). Единые параметры, устанавливаемые в ФЦФМ, приводят к ряду проблем, связанных с различными условиями вещания по территориальному расположению передатчиков, по виду и интенсивности воздействия помех, а также благодаря различным климатическим и географическим условиям вещания на территории РФ. Стандарт вещания DVB-T2 позволяет обеспечить широкий выбор параметров создаваемых сетей SFN для их адаптации к условиям работы. Необходим выбор защитного интервала под конкретную топологию размещения передатчиков. Для обеспечения синхронной работы передатчиков одночастотной сети устанавливается метка времени исходя из результирующих временных задержек информационного сигнала. От вида и интенсивности помех, географических условий вещания зависит выбор шаблона распределенных в кадре несущих, вид модуляции скорость кодирования. Отсутствие возможностей выбирать оптимальные параметры в каждом из регионов приводит в совокупности к проблемам обеспечения необходимых запасов устойчивости работы сетей SFN, оцениваемых коэффициентом битовых ошибок, что может приводить к нарушению нормальной работы сетей (техническим остановкам и техническому браку) и недоиспользованию возможностей создаваемых сетей по скорости передачи информации.

Для цитирования:
Карякин В.Л., Карякин Д.В., Морозова Л.А. Методы ТВ вещания в стандарте DVB-T2 со вставкой регионального контента // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №4. – С. 41-46.

For citation:
Karyakin V.L., Karyakin D.V., Morozova L.A. Methods of TV broadcasting in the standard DVB-T2 with inserts regional content. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.4, pp. 41-46. (*in Russian*)

1 Введение

Сеть цифрового наземного телерадиовещания Российской Федерации в стандарте DVB-T2 предназначена для охвата населения Российской Федерации цифровым вещанием пакета телерадиопрограмм первого мультиплекса в соответствии с Федеральной целевой программой [1].

Перечень и порядок следования телерадиопрограмм, входящих в состав первого мультиплекса определен Указом Президента Российской Федерации [2]. При этом обязательные общедоступные ТВ программы, входящие в состав первого мультиплекса, в каждом из регионов подлежат модификации в соответствии с требованиями вещательных организаций.

Вопрос выбора архитектуры распределительной сети цифрового вещания имеет особо важное значение, так как от выбора варианта этой архитектуры напрямую зависит и схема построения одночастотных сетей SFN (Single Frequency Network) цифрового вещания в каждом из регионов, качество и стоимость услуг связи, оказываемых ФГУП «Российская телевизионная и радиовещательная сеть» (РТРС) вещателям.

Одним из важных критериев качества услуг связи является вероятность технического брака и технических остановок, т.е. вероятность нарушений нормальной работы сети цифрового телевизионного вещания. Необходимым условием высокого качества услуг цифрового радиотелевизионного вещания является обеспечение определённого запаса устойчивости сетей SFN по числу битовых ошибок при приеме программ Первого мультиплекса в зоне обслуживания [3].

В отличие от DVB-T стандарт вещания DVB-T2 [4] обладает большей гибкостью создаваемых одночастотных сетей SFN и имеет в своем составе ряд особенностей, позволяющих более эффективно осуществлять региональную модификацию телерадиопрограмм, особенно при использовании спутниковой доставки сигналов до передающих станций.

Целью настоящей работы *является анализ методов организации вещания Первого мультиплекса в стандарте DVB-T2 со вставкой регионального контента в различных вариантах построения сети цифрового наземного вещания Российской Федерации.*

Сеть цифрового наземного вещания Российской Федерации состоит из 82 региональных сетей, в центре каждой из которых расположен региональный центр формирования мультиплексов (РЦФМ).

Федеральная версия первого мультиплекса и ее временные дубли для обеспечения вещания в 5 вещательных зонах Российской Федерации А, Б, В, Г и М должна доставляться до всех РЦФМ по спутниковым линиям связи. Передача сигнала Первого мультиплекса по спутниковым линиям связи производится в зашифрованном виде.

Для сравнения различных вариантов построения сети принято, что в каждом регионе, за исключением Москвы, Московской области, Санкт-Петербурга и Ленинградской области, будут модифицироваться три телерадиоканала: «Россия 1», «Радио России» и «Россия 24» [5].

2. Состав системы программного замещения сети цифрового эфирного телерадиовещания Российской Федерации стандарта DVB-T2

Система программного замещения сети цифрового эфирного телерадиовещания стандарта DVB-T2 имеет структуру, состоящую из федерального комплекса программного замещения (ФКПЗ) и регионального комплекса программного замещения (РКПЗ).

В состав ФКПЗ (рис. 1) входит не только оборудование федерального центра формирования мультиплексов (ФЦФМ), но и часть оборудования федеральных вещательных компаний, в частности, оборудование аппаратно-студийного комплекса (АСК), в котором осуществляется генерации управляющих сигналов для системы замещения.

Рис. 1. Схема федерального комплекса программного замещения

В состав регионального комплекса программного замещения входит оборудование регионального центра формирования мультиплекса РЦФМ и оборудование АСК региональных вещательных компаний. Кроме того, в состав РКПЗ может входить дополнительное оборудование [6, 7], размещенное непосредственно на радиотелевизионных передающих станциях (РТПС) данного региона, в частности, оборудование вставки регионального контента – реплейсер (рис. 2).

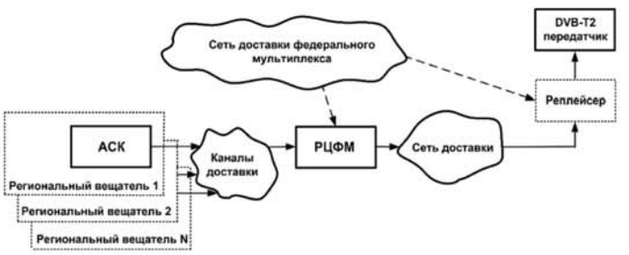


Рис. 2. Схема регионального комплекса программного замещения

3. Схемы построения сети цифрового наземного эфирного вещания

Обобщенная схема сети распространения первого мультиплекса приведена на рис. 3**.**

Здесь введены следующие сокращения: ФЦФМ – федеральный центр формирования мультиплекса; РЦФМ – региональный центр формирования мультиплекса; ФАСК – федеральный аппаратно-студийный комплекс; РАСК – региональный аппаратно-студийный комплекс; ФНМС – федеральная наземная магистральная сеть; РНРС – региональная наземная распределительная сеть; ПЗССС - периферийная земная станция спутниковой связи; ПдУ DVB-S2 – передающее устройство стандарта DVB-S2; ПдУ DVB-T2 – передающее устройство стандарта DVB-T2; ПрУ – приемное устройство стандарта DVB-T2.

Ниже рассмотрены различные варианты формирования региональной версии Первого мультиплекса телерадиовещания и проведен сравнительный анализ этих вариантов с точки зрения технических и финансовых ресурсов, которые потребует реализация каждого из них.

Рис. 3. Обобщенная схема распространения первого мультиплекса

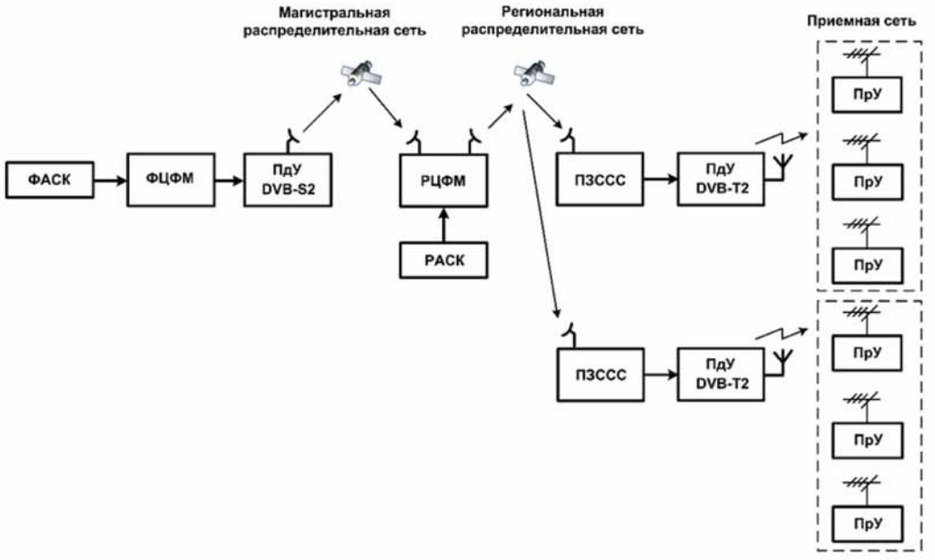


Рис. 4. Схема распространения первого мультиплекса с использованием повторного подъема пакета программ на спутник

3.1. Доставка региональных сигналов в пункты вещания с использованием повторного подъема на спутник

Схема организации вещания приведена на рис. 4. В случае использования данного варианта, сигналы федерального мультиплекса со спутника поступают в РЦФМ, где осуществляется замена части программ федерального мультиплекса на региональные. После этого формируется региональная версия первого мультиплекса, состоящая из 10 телевизионных и 3 радиопрограмм. Далее осуществляется формирование T2-MI потока и подъем сформированного регионального мультиплекса на спутник для распространения до всех РТПС.

Основной недостаток рассматриваемого варианта – избыточная аренда полосы спутниковой емкости в региональной распределительной сети.

В региональном центре формирования мультиплекса формируется поток для замены 3 федеральных программ: «Россия 1», «Радио России» и «Россия 24» на региональные. Для передачи региональных программ требуется полоса 4 мГц, а арендуемая полоса спутниковой емкости в региональной распределительной сети для данного варианта составляет 20 мГц, которая соответствует общему потоку из 10 телевизионных и 3 радиопрограмм.

Следует отметить, что при частичной модификации 8 ТВ программ федерального мультиплекса, связанной с региональными рекламными вставками, основной недостаток этого варианта не является столь очевидным.

Данный вариант доставки предлагается [5] использовать в Ленинградской области.

3.2. Подъем ТВ каналов с региональными вставками на спутник из региональных центров и формирование региональных мультиплексов непосредственно в пунктах вещания

Схема организации вещания на основе применения технологии распределенной модификации программ [6, 7] приведена на рис. 5.

При использовании данного варианта, сигналы федерального мультиплекса принимаются в РЦФМ, где осуществляется частичная замена федеральных программ региональными. После этого осуществляется формирование регионального транспортного потока, содержащего только регионально модифицированные программы. Этот поток с помощью передающей земной стации спутниковой связи поднимается на спутник.

На РТПС осуществляется прием двух цифровых потоков: федерального мультиплекса для данной вещательной зоны и регионального транспортного потока. В реплейсере производится замена части цифровых программ федерального мультиплекса на региональные программы из регионального потока, после чего осуществляется излучение регионального мультиплекса в эфир.

Недостатком данного варианта является необходимость дооснащения всех объектов региона, работающего по данной схеме, дополнительным оборудованием в составе спутникового приемника, реплейсера и спутниковой антенны.

Достоинством данного варианта архитектуры является значительная экономия полосы спутниковой емкости, необходимой для распространения регионального транспортного потока.

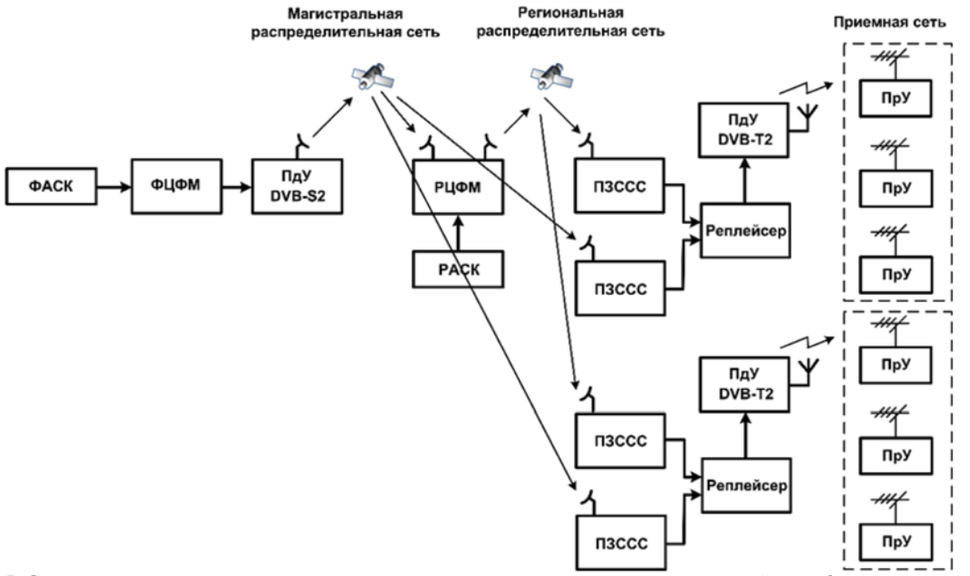


Рис. 5. Схема организации вещания на основе применения технологии распределенной модификации программ

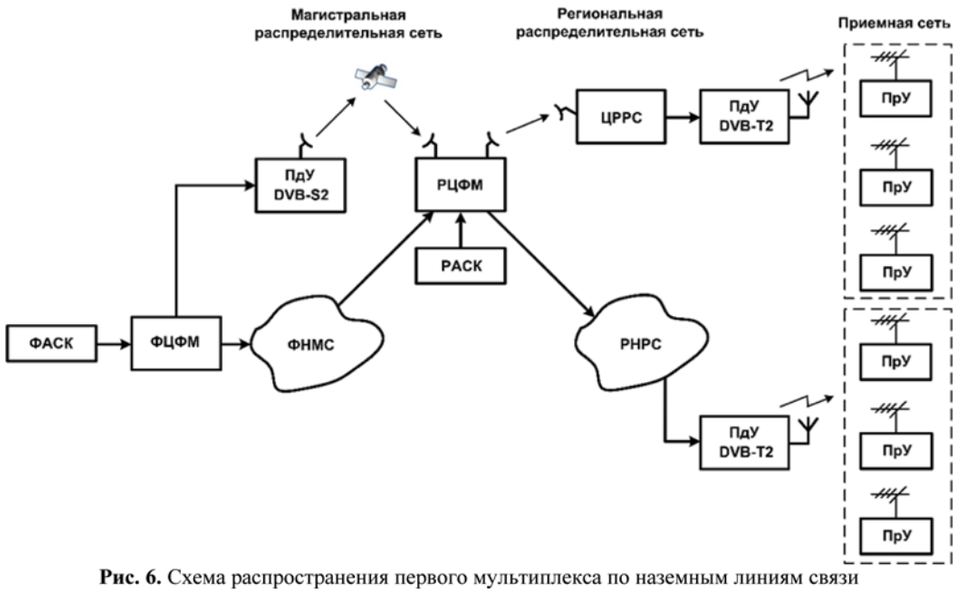


Рис. 6. Схема распространения первого мультиплекса по наземным линиям связи

Использование данного варианта не было предусмотрено системными проектами на сеть цифрового наземного вещания в регионах Российской Федерации, однако, в настоящее время рекомендовано [5] его применение в 75 регионах.

3.3. Доставка региональных мультиплексов цифрового ТВ вещания в пункты вещания с использованием наземных линий связи

Схема организации вещания приведена на рис. 6.

В случае использования данного варианта, сигналы федерального мультиплекса со спутника

поступают на РЦФМ, где осуществляется замена части ТВ программ на региональные. После этого формируется региональная версия первого мультиплекса, состоящая из 10 телевизионных и 3 радиопрограмм.

Далее осуществляется формирование T2-MI потока. Сформированный таким образом региональный мультиплекс доставляется в пункты вещания по наземным линиям связи, т.е. по волоконно-оптическим линиям связи (ВОЛС) и по цифровым радиорелейным линиям связи (ЦРРЛ).

Наземные цифровые каналы доставки региональных версий первого мультиплекса до объектов вещания предлагается [5] использовать в 6 регионах Российской Федерации: Еврейская автономная область, Калининградская область, Курская область, Московская область, Республика Татарстан, Смоленская область

Заключение

1. Из рассмотрения различных схем организации вещания в РФ следует, что в настоящее время существует три основных варианта реализации задачи доставки региональной версии Первого мультиплекса. Разумеется, ни один из них не может быть избран в качестве универсального для всех регионов.
2. Проблемы применения технологии распределенной модификации программ (раздел 3.2) связаны со значительными затратами на приобретение зарубежного оборудования, разработанного французской компанией Enensys Technologies. Сложность импортозамещения обусловлена необходимостью обеспечения патентной чистоты разработок Российских предприятий, поскольку компания Enensys Technologies владеет Российским патентом [7] на технологию распределенной модификации и устройство замещения программ – реплейсер.
3. Недостатком предлагаемых технических решений в разделах 3.1-3.3 является необходимость вещания совмещенных потоков T2-MI в различных регионах с едиными параметрами, устанавливаемыми в ФЦФМ. Как отмечалось выше, в отличие от DVB-T стандарт вещания DVB-T2 [4] обладает большей гибкостью создаваемых сетей и имеет в своем составе ряд особенностей, позволяющих более эффективно осуществлять региональную модификацию телерадиопрограмм.
4. Единые параметры, устанавливаемые в ФЦФМ, приводят к ряду проблем, связанных с различными условиями вещания по территориальному расположению передатчиков, по виду и интенсивности воздействия помех, а также благодаря различным климатическим и географическим условиям вещания на территории РФ.

В частности, не учитывается территориальное расположение передатчиков в регионах, влияющее на выбор защитного интервала [8]. Метка времени излучения передатчиков должна выбираться исходя из результирующих временных задержек информационного сигнала для обеспечения синхронной работы передатчиков сети SFN [9]. От вида и интенсивности помех, географических условий вещания и режима работы SFN зависит номер шаблона P1-P8 распределенных в кадре несущих частот, вид модуляции, скорость кодирования [3].

5. Отсутствие возможностей выбирать оптимальные параметры в каждом из регионов приводит в совокупности к проблемам обеспечения необходимых запасов устойчивости работы сетей SFN, оцениваемых коэффициентом битовых ошибок BER (Bit Error Rate) [3], что может приводить к нарушению нормальной работы сетей SFN (техническим остановкам и техническому браку) и недоиспользованию возможностей сетей SFN по скорости передачи информации.

Литература

1. Федеральная целевая программа «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009-2015 годы», утвержденная Постановлением Правительства Российской Федерации от 03.12.2009 г. № 985.
2. Указ Президента Российской Федерации «Об общероссийских обязательных общедоступных телеканалах и радиоканалах" от 30 сентября 2012 г. № 1335.
3. *Карякин В.Л.* Цифровое телевидение: учебное пособие для вузов, 2-е изд., переработанное и дополненное. М.: Солон-Пресс, 2013. – 448 с.
4. ETSI EN 302 755 V1.4.1 (2015-07) «Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2» – Цифровое телевизионное вещание (DVB); Структура кадра канального кодирования и модуляции для второго поколения системы цифрового наземного телевизионного вещания (DVB-T2).
5. Системный проект «Системы вещания телеканалов первого мультиплекса наземной сети эфирного цифрового телевизионного вещания на основе технологии региональной модификации». М.: ФГУП НИИР, декабрь 2014 года.
6. *Richard Lhermitte (FR), Benoit Chauviere (FR), Eric Denlau (FR)*, Assignee: Enensys Technologies (FR) «DVB-T2 broadcasting method with publication the insertion of regional content, and device used in the method», Patent US 2013/0215328 A1, Aug. 22, 2013.
7. *Лэрмит Ришар (FR), Денье Эрик (FR), Шовьер Бенуа (FR),* заявитель: Энэнси Текноложи (FR) «Способ вещания DVB-T2 со вставкой регионального контента и устройство, используемое в этом способе», патент RU 2 564 537; заявл. 20.07.2011; опубл. 10.10.2015, Бюл. № 28.
8. *Карякин В.Л., Карякин Д.В., Морозова Л.А.* Оценка качества работы одночастотной сети цифрового телерадиовещания по эхо-диаграмме. Научные труды SWorl. Выпуск 2(39). Том 4. – Иваново: Научный мир, 2015. С. 18-23.
9. *Карякин В.Л., Карякин Д.В., Морозова Л.А.* Синхронизация информационного сигнала в передатчиках одночастотных сетей цифрового ТВ-вещания // Электросвязь, №9, 2014. С. 24-28.

METHODS OF TV BROADCASTING IN THE STANDARD DVB-T2 WITH INSERTS REGIONAL CONTENT

Karyakin Vladimir Leonidovich,
Doctor of Technical Sciences, Professor Department of radio communication, radio broadcasting and television, Povolzhskiy State University of Telecommunications & Informatics, Samara, Russia, **vl@karyakin.ru**

Karyakin Dmitry Vladimirovich,
PhD in Technical Science, senior systems engineer at the Russian representation of Juniper Networks, Moscow, Russia, **dm@karyakin.ru**

Morozova Lyudmila Alexandrovna,
PhD in Technical Science, Associate Professor, Department of Economics and production, Povolzhskiy State University of Telecommunications & Informatics, Samara, Russia, **morozova@rcf.ru**

Abstract
Analysis methods of organizing the first multiplex broadcasting in DVB-T2 standard with insert regional content is presented in different versions of construction of single-frequency network SFN digital terrestrial broadcasting of the Russian Federation. Problems import technology distributed modification programs using repleysera shown. Problems associated with the Company Enensys Tehnologies, which owns the Russian patent for the method of broadcasting DVB-T2 with insert of regional content and the device used in this method. The disadvantage technical solutions is the need broadcasting T2-MI streams in different regions with common parameters that are set in the center of the formation of the federal multiplexes (FCFM). Common parameters, established in FCFM, lead to a number of problems associated with various conditions of the broadcast on the territorial arrangement of transmitters, to the type and intensity of exposure to noise, as well as due to different climatic and geographical conditions of broadcasting on the territory of the Russian Federation. DVB-T2 standard has a wide range of parameters SFN networks for their adaptation to the conditions of work. Requires selection of the guard interval for a specific topology placing transmitters. To ensure synchronous operation of SFN transmitters timestamp is set based on the resulting time delay information signal. Select carrier, modulation type, coding rate depends on the type and intensity of noise, geography broadcast. Lack of opportunities to choose the optimum settings in each of the regions leads to problems of stability of networks SFN, which depends on error bit coefficient, which can lead to malfunction of the networks. Technical stop, the marriage, under-utilization of the data transmission rate can be.

Keywords: *standard DVB-T2, multiplex, federal target program, regional content, backbone network, regional network, replacer, network SFN, synchronization, guard interval, modulation, coding.*

References

1. Federal'naja celevaja programma "Razvitie teleradioveshhanija v Rossijskoj Federacii na 2009-2015 gody", utverzhdennaja Postanovleniem Pravitel'stva Rossijskoj Federacii ot 03.12.2009 g. No. 985. (*in Russian*)
2. Ukaz Prezidenta Rossijskoj Federacii "Ob obshherossijskih objazatel'nyh obshhedostupnyh telekanalah i radiokanalah" ot 30 sentjabrja 2012 g. No. 1335. (*in Russian*)
3. *Karjakin V.L.* Cifrovoe televidenie: uchebnoe posobie dlja vuzov, 2-e izd., pererabotannoe i dopolnennoe/ V.L. Karjakin. Moscow. Solon-Press, 2013. 448 p. (*in Russian*)
4. ETSI EN 302 755 V1.4.1 (2015-07) "Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2".
5. Sistemnyj proekt "Sistemy veshhanija telekanalov pervogo mul'tipleksa nazemnoj seti jefirnogo cifrovogo televizionnogo veshhanija na osnove tehnologii regional'noj modifikacii". Moscow. NIIR, 2014. (*in Russian*)
6. *Richard Lhermitte (FR), Benoit Chauviere (FR), Eric Denlau (FR),* Assignee: Enensys Technologies (FR) "DVB-T2 broadcasting method with publication the insertion of regional content, and device used in the method", Patent US 2013/0215328 A1, Aug. 22, 2013.
7. *Ljermit Rishar (FR), Den'e Jerik (FR), Shov'er Benua (FR)*, zajavitel': Jenjensi Teknolozhi (FR) "Sposob veshhanija DVB-T2 so vstavkoj regional'nogo kontenta i ustrojstvo, ispol'zuemoe v jetom sposobe", patent RU 2 564 537; zajavl. 20.07. 2011; opubl. 10.10.2015, Bjul. No. 28. (*in Russian*)
8. *Karjakin V.L., Karjakin D.V., Morozova L.A.* Ocenka kachestva raboty odnochastotnoj seti cifrovogo teleradioveshhanija po jeho-diagramme. Nauchnye trudy SWorl. No. 2(39). Vol. 4. Ivanovo: Nauchnyj mir, 2015. Pp. 18-23. (*in Russian*)
9. *Karjakin V.L., Karjakin D.V., Morozova L.A.* Sinhronizacija informacionnogo signala v peredatchikah odnochastotnyh setej cifrovogo TV-veshhanija / Electrosvyaz'. No.9. 2014. Pp. 24-28. (*in Russian*)

МЕТОДЫ ОЦЕНКИ И МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЖИВУЧЕСТИ СЕТЕЙ СВЯЗИ

Птицын Герман Александрович,
к.т.н., профессор кафедры Информационная безопасность и автоматизация МТУСИ, Москва, Россия,
mtuci@mtuci.ru

Ключевые слова: *топология сети связи, атаки на сеть, детерминированный и вероятностный методы, математические модели связности сети, структурной и функциональной потоковой живучести*

Модели количественной оценки живучести и вероятности связности сети разрабатывались с середины прошлого века и затем получили многочисленное развитие. При определении вероятности связности сети предполагается, что в сети имеются избыточные (по сравнению с деревом) дуги, допускающие их разрыв. любые повреждения древовидной сети приводят к потере связности и живучесть становится равной нулю. Но анализ атак на сети показывает, что сети продолжают действовать, даже если они распались на фрагменты. Появилась потребность в развитии методов, моделей живучести сетей, учитывающих современные условия эксплуатации.

Рассматриваются задачи проектирования сетей связи, работающих как в нормальных условиях, так и в чрезвычайных ситуациях, приводящих к потере дуг, узлов, и продолжающих действовать, если размер выжившего связного фрагмента равен двум узлам и более. Выбранный вариант топологии оценивается по ряду показателей: вероятности связности, структурной, функциональной и потоковой живучести исходя из структуры, графически введенной с терминала. Используется детерминированный и вероятностный методы, получены математические модели живучести, отмечены особенности каждой модели.

Структурная живучесть, выраженная через математическое ожидание числа погибших узлов, отображает топологию сети. Функциональная живучесть, выраженная через математическое ожидание числа выживших соединений (межузловых потоков), является отображением характеристик потока в сети: распределения длин путей, общей и средней длины пути, средней нагрузки дуг, общего числа соединений. Потоковая живучесть позволяет оценить нагрузку дуг как до, так и после атаки на избыточные дуги, установить необходимый запас пропускной способности на случай потери избыточных дуг.

Для цитирования:
Птицын Г.А. Методы оценки и математические модели живучести сетей связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №4. – С. 47-51.

For citation:
Ptitsyn G.A. Estimation methods and mathematical models of communication networks survivability. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.4, pp. 47-51. (*in Russian*)

1. Введение. Важность сетей связи, телекоммуникаций для предприятия, города, государства заставляет владельцев сетей (или их доверенных организаций-операторов связи) заботиться об их живучести. Живучесть сетей связи, телекоммуникаций – способность оказывать услуги по перемещению сообщений в полном объеме или частично в условиях стихийных бедствий, при боевых или террористических атаках, при преднамеренных и случайных повреждениях, связанных с человеческим фактором, а также восстанавливать свои структуру и функциональные качества [2, 5, 6]. Сеть связи это динамическая система как по структуре (топологические характеристики могут получать положительные или отрицательные приращения), так и по потокам, которые нестабильны по интенсивности, случайны по местам зарождения и погашения. Значительный вклад в разработку теории живучести систем различного назначения внесли работы как отечественных [2-9], так и зарубежных [2, 10] авторов. Вместе с тем в монографии [8] отмечается, что живучесть – свойства систем, которые оцениваются нерасчетными характеристиками: неуязвимостью, адаптивностью и восстанавливаемостью.

2. Оценка живучести по вероятности связности. Одна из задач заключается в том, чтобы установить, как меняется вероятность связности при увеличении размера ячеек в сети, имеющей одинаковое число избыточных дуг при равной вероятности рабочего состояния или разрыва дуг, и, наоборот, как меняется вероятность связности в сети постоянного размера при увеличении в ней числа избыточных дуг. Это потребовало разработки программы, с помощью которой можно менять исходные данные: размер и структуру сетей, вероятности рабочего состояния или разрыва дуг и исследовать динамику вероятности связности. Алгоритм [11,12] позволяет графически вывести на дисплей терминала топологию сети, сформировать неприведенное уравнение связности, определить числовые коэффициенты членов приведенного полинома. Интерфейс программы выводит граф сети, определяет полином связности, строит таблицу результатов и рисует графики связности для каждой их сетей.

Установлено, что с увеличением размера ячеек, сети при одинаковом числе избыточных дуг и равный рабочей вероятности живучести (вероятность связности) уменьшается в диапазоне $0 \le p \le 1$. Так для кольца $P_c=np^{n-1}-(n-1)p^n$,для «мостика» $(n=4, r=5)$ $P_c=4p^5-11p^4+8p^3$, для песочных часов $(n=5, r=6)$ $P_c=4p^6-12p^5+9p^4$, где n-число узлов в сети, $0 \le p \le 1$. При любом (но постоянном) числе избыточных дуг (ячеек) и одинаковой вероятности p увеличение размера ячеек приводит к уменьшению P_c, снижению ее прочности. Верхнюю границу P_c дает сеть, состоящая из треугольных ячеек. Число членов полинома связности на единицу больше числа избыточных дуг (ячеек) и не зависит от размера сети. Минимальная степень характеризует число дуг связного дерева этого же размера, размер. Размер (число узлов в сети равно $r_{min}+1$). В полиноме, члены которого расположены в порядке возрастания степеней, знаки чередуются начиная с плюса. Сумма коэффициентов в полиноме (полином при $p=0$ обращается в ноль, при $p=1$ в единицу) любого размера с любым числом избыточных дуг равна единице. Существенное влияние на вероятность связности оказывает число избыточных дуг. Последовательное их прибавление приводит к росту числа членов полиномов связности, увеличению значений P_c при одинаковых p. Так, в сети размером n=5 узлов возможно 7 связных состояний (не принимая во внимание сверхизбыточность): дерево ($r=4$), кольцо ($r_{изб.}$=1, r=5), домик ($r_{изб.}$=9, r=6), кораблик ($r_{изб.}=3$, $r=7$), конверт - пирамида ($r_{изб.}=4$, $r=8$), звезда без одной дуги ($r_{изб.}=5$, $r=9$), полносвязная сеть ($r_{изб.}=6$, $r=10$). С увеличением числа избыточных дуг при одинаковом размере сети вероятности связности возрастают. Не отрицая значимости оценки живучести по методу связности, необходимо отметить его недостатки: вероятность связности не допускает атаки на узлы, что означает гибель сети, а это противоречит практике эксплуатации. Вероятность связности сети не допускает распада сети на связные фрагменты, которая продолжают действовать, если их размер два узла или более. Вероятность связности не отвечает на вопрос: насколько и где повышается нагрузка дуг после удаления избыточности. Устранить отмеченные недостатки позволяет (в какой то мере) структурная живучесть, которая основана на том, в сети могут быть атакованы как дуги, так и узлы. Если в сети после атаки остался хотя бы один связный фрагмент размером два узла или более, то сеть может продолжать действовать, ее структурная живучесть выше нуля.

3. Оценка структурной живучести сетей связи. Возможны два подхода к оценке структурной живучести сети размером пузлов, гдуг: детерминированный и вероятностный. Первый предполагает, что задано m – число пораженных элементов (дуги или узлов), $0 \le m \le r$, $0 \le m \le n$. Узел считается погибшим, если смежные с ним дуги разорваны или в результате прямой атаки на узел. Принимаем, что каждый узел в выжившем фрагменте $v \ge 2$ имеет независимое управление и питание.

При использовании вероятностного подхода к исследованию структурной живучести задается вероятность выживания элемента сети (дуги или узла).

При заданном числе m пораженных элементов анализ распада сети размером n-узлов, r-дуг ведется по следующим показателям:

$W= C^m_{n,r}$ – число вариантов поражения m элементов из n-узлов или r-дуг.

S_i – число погибших узлов для i-го варианта поражения mэлементов.

U_i – число выживших узлов для i-го варианта атаки на mэлементов сети. Очевидно, что $S_i+U_i=n$

$\sum^W_{C=i} Ui$ – общая сумма выживших узлов для W вариантов потери m элементов сети.

U_P, $U_Y = \sum Ui/W$ – среднее число выживших узлов при поражении m элементов по всем W вариантам.

Однако, для сравнения сетей различных размеров и структур по живучести на одном графике удобнее использовать относительные величины:

$d(U_P)$, $[d(U_Y)] = U_P$, $U_Y/n=\sum^W_{i=1} Ui/n*W$ – средняя доля выживших узлов при поражении m элементов сети. Средняя доля выживших, погибших узлов должна удовлетворять следующим условиям:

1. $d(U)=1$, $d(S)=0$, *если* $m=0$.
2. $d(U)=0$, $d(S)=1$, *если* $m=r$, n
3. $d(U)=[1,0]$, $d(S)=[0,1]$ *при* $0<m<n$

Расклад звездообразной сети размером пузлов при атаке на m дуг, узлов

$d(U_p)=(n-m)/n$; $d(U_y)=(n-m)^2/n^2$.

Распад линейной (разомкнутой) сети размером n узлов при поражении mэлементов.

$d(U_p)=1-m(m+1)/n(n-1)$; $d(U_Y)= d(U_p)*(n-m)/n$.

Распад кольцевой сети размером n узлов при поражении m-элементов

$d(U_p)=1-m(m-1)/n(n-1)$; $d(U_Y)= d(U_p)*(n-m)/n$.

Для других структур получить аналитические зависимости достаточно сложно. Более широкие возможности открывают вероятностный подход.

При стохастическом подходе задается вероятность выживания структурного элемента $0\le p\le 1$, но удобнее пользоваться q – вероятностью гибели элемента, очевидно, что $p+q=1$. Оценка структурной живучести ведется по следующим показателям:

$M(U_p)$-математическое ожидание числа выживших узлов при атаке на дуги.

$M(U_y)$-математическое ожидание числа выживших узлов при атаке на узлы сети.

$M(U_p)$, выраженное через q, равно разности между размером сети и суммой произведений числа узлов, имеющих одинаковую связность на q в степени равной связности узла.

К примеру, для линейной (разомкнутой) сети размером $n=5$, $M(\upsilon_p)$ будет иметь вид:

$M(U_p)=5-2q-3q^2$.

Последние два члена характеризуют, во-первых, математическое ожидание числа погибших узлов, а во-вторых, топологию сети: для всяческих узлов со связностью – единица и три промежуточных узла со связностью две дуги. В общем случае для линейной сети размером n – узлов математическое ожидание числа выживших узлов при атаке на дуги:

$M(U_p)=n-M(S_p)=n-2q-(n-2)q^2$;

$M(U_y)=(1-q)M(U_p)$.

Для изображения на одном графике зависимости живучести от q удобнее пользоваться относительными величинами: долей выживших узлов – $d(U_p)= M(U_p)/n$ или долей погибших узлов $d(S_p)= M(S_p)/n$.

С увеличением размера сети доля погибших узлов уменьшается от прямолинейной зависимости и приближается к квадратной

$$\lim_{n\to\infty} d(S_p)=(2q+(n-2)q^2)/n=q^2.$$

В кольцевой сети все узлы имеют одинаковую связность, равную двум, поэтому $M(S_p)=nq^2$; $d(S_p)=q^2$.

При гибели узлов $M(S_y)=(1-q)\ M(S_p)$.

Эти свойства справедливы и для других структур.

Детерминированные и вероятностные модели распада сетей имеют разный подход к анализу живучести, однако связаны друг с другом, поскольку $q=m/n$ или m/r и дают примерно одинаковые значения характеристик распада.

4. Модели функциональной живучести сетей. Детерминированный подход.

Сеть связи с n полнодопустимыми узлами с любым количеством избыточных дуг ($r_{изб}\ge 0$) в нормальных условиях эксплуатации обеспечивает передачу $\gamma=n(n-1)$ межузловых потоков. Тем самым выполняются ее основные задачи и функции. В процессе эксплуатации возможны случаи, когда по разным причинам сеть теряет m-дуг. Если после атаки сеть остается связной, то в ней возрастает нагрузка на дуги, узлы, но насколько неизвестно. Любая атака на древовидную сеть приводит к потере части функций (межузловых потоков), уменьшение нагрузки на дуги, узлы.

Различают два подхода к оценке функциональной живучести (ФЖ): детерминированный и вероятностный. При детерминированном подходе атака на сеть задается заранее числом m – погибших узлов или разорванных дуг. После атаки сеть продолжает передавать сообщения, если в ней остался хотя бы один связный фрагмент размером 2 узла или более. При этом значение ФЖ больше нуля. ФЖ линейной (разомкнутой) сети при атаке на $0\le m\le n$, r дуг узлов равна:

$D_{mg}(\alpha)=2(n-m-1)/((m+2)(n-1))$-средняя доля выживших МУП при атаке на дуги.

$D_{my}(\alpha)=2(n-m)(n-m-1)/((m+2)n(n-1))$ – средняя доля выживших МУП при атаке на узлы.

ФЖ кольцевой сети при атаке на $0\le m\le n$ дуг, узлов равна:

$D_{mg}(\alpha)=2(n-m)/((m+1)(n-1))$-средняя доля выживших МУП при атаке на дуге.

$D_{my}(\alpha)=2(n-m)(n-m-1)/((m+1)n(n(n-1))$ – средняя доля выживших МУП при атаке на узлы.

ФЖ зведообразной сети при атаке $0\le m\le n$, r узлов, дуг равна:

$D_{mg}(\alpha)=(n-m)(n-m-1)/((n(n-1))$ – средняя доля выживших МУП при атаке на дуги.

$D_{my}(\alpha)=(n-m)^2(n-m-1)/((n^2(n-1))$ – средняя доля выживших МУП при атаке на узлы.

Из ряда древовидных структур одинакового размера наибольшей живучестью обладает звезда, наименьшей – линейная (разомкнутая), произвольное дерево тем ближе снизу к звезде, чем больше в нём висячих узлов. Для того, чтобы на одном графике можно было сравнить по ФЖ сети разного размера, целесообразно откладывать $D(\alpha)$ в зависимости от доли поражения рёбер m/r или узлов – m/n. С увеличением nФЖ линейной сети уменьшается, стремясь к нулю в диапазоне $d_n=m/(n-1)$от 0 до 0,7-0,8, затем резко возрастает до единицы. ФЖ звезды также уменьшается, но не менее $d_{\upsilon y}*d_{\upsilon p}$. Однако получить аналитические выражения для других структур оказалось затруднительным. Для оценки живучести произвольных структур потребовалась разработка и программная реализация алгоритма решение задачи.

Алгоритм основан на использовании метода полного перебора повреждений дуг, узлов. Это означает, что ЭВМ должна просчитать 2^{n+r} вариантов размещений повреждений.

Вероятностный подход.

Более широкие возможности для построения моделей и исследования живучести открывает вероятностный подход, когда задаются вероятностью p выживания дуги или узла, одинаковой для всех элементов сети. Линейная (разомкнутая) сеть с полнодоступными узлами имеет самый большой спектр соединений от одной до $(n-1)$ дуги. Последнее является одновременно диаметром сети.

$$M(\alpha_p)=2\sum_{i=1}^{n-1} A_i * p^i;\ D(\alpha_p)=M(\alpha_p)/\gamma.$$

$$(i+A_i)=const=n$$

$$M(\alpha_y) = 2p\sum_{i=1}^{n-1} A_i * p^i;\ D(\alpha_y) = pD(\alpha_p)/\gamma$$

Здесь $M(\alpha_p)$ и $M(\alpha_y)$ – математическое ожидание числа выживших МУП при атаке на дуги и узлы; $D(\alpha_p)$ и $D(\alpha_y)$ – доля выживших МУП при атаке на дуги и узлы.

Звездообразная сеть имеет минимальный из числа древовидных сетей диаметр равный двум дугам.

$M(\alpha_p)=2p(n-1)+p^2(n-1)(n-2);\ D(\alpha_p)=M(\alpha_p)/\gamma$ – при атаке на дуги.

$M(\alpha_y) = pM(\alpha_p); D(\alpha_y) = M(\alpha_y)/\gamma$ – при атаке на узлы.

Древовидные сети независимо от размера и структуры имеют функции живучести, обладающие следующими свойствами: число членов в формуле равно диаметру сети и все они положительны.

$i_{\max} = d$ – диаметр сети в дугах (число дуг в соединении максимальной длины).

A_i – распределение длин путей по сети (число соединений длиной i дуг, $1 \le i \le d$).

$\sum_{i=1}^{\alpha} A_i = \gamma$ –общее число соединений по сети $\gamma = n(n-1)$

$l\sum_{i=1}^{d} iA = \sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n-1} D_{ij}$ – общая сумма длин путей по сети,

l – условная (средняя) длина дуги.

$\overline{D}_{ij} = \sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n-1} D_{ij}/\gamma$ – средняя длина пути по сети.

$\overline{\beta} = \sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n-1} D_{ij}/(n-1)$ – средняя нагрузка дуги сети в МУП.

$M(\alpha_y) = pM(\alpha_p)$ – математическое ожидание числа выживших МУП при атаке на узлы $(0 \le p \le 1)$.

$D(\alpha_p) = M(\alpha_p)/\gamma$, $D(\alpha_y) = M(\alpha_y)/\gamma$ – функциональная живучесть сети при атаке на дуги или узлы.

$M(\beta_p), D(\beta_y)$ – математическое ожидание числа потерянных МУП при атаке на дуги или узлы $M(\alpha)+M(\beta)=\gamma=n(n-1)$

$D(\beta_p), D(\beta_y)$ – уязвимость (потери МУП) при атаке на дуги или узлы.

Очевидно, что $D(\alpha)+D(\beta)=1$

Итак, формулы живучести древовидной сети позволяет одновременно найти характеристики потоков, такие как общее число соединений (МУП) в нормальных условиях эксплуатации, распределение, общая сумма и среднее значение длин путей по сети, средняя нагрузка дуг, диаметр сети, живучесть и уязвимости сети. Эти свойства позволяют использовать более простой, экономичный алгоритм составления формул живучести произвольного дерева, основанный на построение деревьев кратчайших путей для каждого из узлов. Итоговая таблица распределения длин путей дает значения коэффициентов A_i, что позволяет составить функции $M(\alpha_p)$, $D(\alpha_p)$ и $M(\alpha_y)$, $D(\alpha_y)$

При наличии в сети избыточных дуг, перечисленные выше свойства, теряются, формула живучести меняется, в ней появляются отрицательные слагаемые (но в сумме коэффициенты A_i дают γ).

Так, для кольцевой сети размером n узлов:

$M(\alpha_p) = 2n\sum_{i=1}^{n-1} p^i - p^n * n(n-1); D(\alpha_p) = M(\alpha_p)/\gamma$ – при атаке на дуги.

$M(\alpha_y) = 2n\sum_{i=1}^{n-1} p^i - p * n(n-3); D(\alpha_y) = M(\alpha_y)/\gamma$ – при атаке на узлы.

Для сети вида мостик $n=4,\ r=5,\ \gamma=n(n-1)=12$.

$M(\alpha_p) = 10p + 16p^2 - 28p^4 + 14p^5; D(\alpha_p) = M(\alpha_p)/12$ – при атаке на дуги

$$M(\alpha_y) = 10p^2 + 4p^3 - 2p^4; D(\alpha_y) = \frac{M(\alpha_y)}{12}$$

Итак:

1. Из ряда древовидных сетей одинакового размера минимальное значение функциональной живучести имеет линейная сеть, максимальное – звездообразная; произвольное дерево по живучести тем ближе к звезде, чем больше в нем висячих (тупиковых) узлов, и, наоборот.

2. Функциональная живучесть древовидной сети произвольной структуры при гибели узлов в $0 \le p \le 1$ раз меньше, чем при атаке на дуги.

3. Вероятностная модель функциональной живучести древовидной сети любой структуры при атаке на дуги является носителем информации о потоках в сети: общем числа соединений, распределении, общей сумме и среднем значении длин путей, средней нагрузке дуг, диаметре сети.

Однако это свойство не распространяется на сети с избыточными дугами. Удаление (разрыв) избыточной дуги оставляет сеть связной, показатели функциональной живучести оказываются нечувствительными к атаке, то есть $D(\alpha_p)$ остается равным единице. Но в сети меняется нагрузка дуг, она возрастает. Но сколько и где неизвестно. Ответить на этот вопрос поможет потоковая живучесть.

5. Модели потоковой живучести.

Вероятность связности предполагает возможность атаки на избыточные дуги сети сообщений. Как влияет структура, размер, число избыточных дуг сети, место атаки на характеристики потоков? Предполагаем, что известны размеры движения транспортных средств: W – вместимость и T – период их движения, которые остаются неизменными после атаки. Пусть в сети имеется одна избыточная дуга, и она охватывает все n узлов сети, то есть имеем кольцо, в котором узлы соединены ненаправленными дугами. Узлы сети полнодоступны как в исходном состоянии, так и после атаки на избыточные дуги. Таким образом, сеть размером n узлов обслуживает $\gamma = n(n-1)$ межузловых потоков.

Зависимости нагрузки дуг β и средней длинны пути D_{ij} от числа узлов n кольца представлены в табл. 1 и 2.

Таблица 1

Нагрузка дуг β в МУП

n	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$K_д$	1	2	3	4,5	6	8	10	12,5	15	18	21
$K_о$	3	6	10	15	21	28	36	45	55	66	78
Лин.	2	4	6	9	12	16	20	25	30	36	42

Таблица 2

Средняя длина пути D_{ij} в дугах

n	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$K_д$	1	4/3	6/4	9/5	12/8	16/7	20/8	25/9	30/10	36/11	42/12
$K_о$	3/2	2	10/4	3	21/6		36/8	5	5,5	6	5,5
Лин.	4/3	5/3	6/3	7/3	8/3	3	10/3	11/3	4	13/3	14/3

Где n – число узлов сетей, $К_о$ – кольцо однонаправленное, $К_д$ – кольцо двунаправленное, Лин. – линейная разомкнутая сеть.

$\beta_k=n^2/8;\ (n^2-1)/8;D_{ij}= l(n-1)/4$

После атаки на избыточную дугу сеть превращается в линейную разомкнутую $\beta_j= i(n-i);\ \beta_{max}= n^2/4;\ (n^2-1)/4;\ D_{ij}= l(n-1)/3.$

Виртуально атакована может быть любая дуга, а это означает, что пара узлов смежных с этой дугой должна обеспечить их работу в оконечном режиме. Теоретически сделать это можно, но практически требует больших затрат. Если транспортные средства снабжены двумя ведущими головками, то каждый узел должен иметь несколько тупиков, расположенных веером с обеих сторон узла. Для транспортных средств с одной ведущей головкой каждый узел должен иметь петлевые поворотные устройства. Нагрузка, образовавшаяся в разомкнутой сети, возрастает вдвое по сравнению с кольцом. На практике применяется другой более дешевый способ ликвидации чрезвычайных ситуаций на дугах (перегонах) кольца, которое из двунаправленного превращается однонаправленное. Автор неоднократно был участником таких событий в Московском метрополитене.

Несмотря на то что Московское метро имеет шесть диаметров и хорды, дискомфорт пассажиры ощущают очень сильно. Зависимость нагрузки дуг β и средней длины пути D_{ij} от размера n однонаправленного кольца даны в таблицах 1 и 2 (вторая строка снизу). Нагрузка дуг возрастает от 3 раз при $n=3$ до 4 при $n\to\infty$. $\beta=n(n-1)/2;\ D_{ij}=nl/2$.Увеличивается средняя длина пути от $1{,}5l$ при $n=3$ до $nl/2$. при $n\to\infty$. Время поездки будет зависеть от времени обмена на станциях, узлах. Если пассажиров будут перевозить в «резиновых» вагонах, т.е. заталкивают всех, то время обмена увеличивается и, соответственно возрастает время перевозки. Если же вместимость транспортного средства постоянна, то возникают отказы на предоставление услуг перевозки, объем которых необходимо определить.

Литература

1. *Tutte WT.* A Contribution to the Theory of Chromatic Polynomials // Canadian Jornal of Matematics. – 1954. Vol.6. Pp.80-91.
2. Надежность и живучесть систем связи / Под ред. Дудкина Б.Я. – М.: Радио и связь, 1984. – 216 с.
3. *Птицын Г.А.* Поиск способов уменьшения активного транзита // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2015. – №5. – С. 74-78.
4. *Воробьев В.И., Мешковский К.А.* Способ определения живучести связи // Электросвязь, 1988, №12. С. 12-14.
5. *Громов Ю.Ю., Драчев В.О., Набатов К.А., Иванова О.Г.* Синтез и анализ живучести сетевых систем. – М.: «Изд. Машиностроение-1», 2007. – 152 с.
6. *Войлоков В.И.* Взаимосвязь показателей живучести многополюсных сетей без убыточности // Труды учебных институтов связи ТУИС/ЛЭИС, 1990, №151.С. 171-177.
7. *Войлоков В.И., Птицын Г.А.* Оценка живучести многополюсных сетей связи // Сборник материалов по проектированию. – М.: Гипросвязь, 1989. – ч.1.
8. *Флейшман Б.С.* и др. Исследование живучести экосистемы на основе математической модели. – Владивосток: Институт проблм управления, 1972.
9. *Стекольников Ю.И.* Живучесть систем. – Спб.: Политехника, 2002. – 156 с.
10. *Птицын Г.А.* Живучесть динамических сетей связи. Учебное пособие/Под редакцией Петракова А.В. – М.: МТУСИ, 2008. – 96 с.
11. *Zolfaghari A, Kaudel FJ.* Framework for network survivability performance // IEEE J / Selec. Areas. Commun, 1994, 12, No 1. Pp. 46-51.
12. Свидетельство о государственной регистрации программ на ЭВМ. Птицын Г.А., Данилина А.В. Исследование динамики распада ячистых сетей. №2012615229 – 2012. Реестр программ для ЭВМ.
13. Свидетельство о государственной регистрации программ по ЭВМ. Птицын Г.А. Расчет связности сетей. – №2012615326 – 2012. Реестр программ на ЭВМ.

ESTIMATION METHODS AND MATHEMATICAL MODELS OF COMMUNICATION NETWORKS SURVIVABILITY

Ptitsyn G.A., *professor, Moscow technical university of telecommunications and informatics, Moscow, Russia,* ***mtuci@mtuci.ru***

Abstract. We consider problems of communication networks design for normal and emergency conditions, which can destroy the arcs and nodes. Networks continue the active work if the size of survived segment was two or more. Probability of connectedness, functional survivability, block survivability, stream survivability are criteria for network topology selection. Used deterministic and probabilistic methods, obtain mathematical models of survivability, obtain models features. Structure survivability expressed by mean value of destroyed nodes illustrates network topology. Functional survivability expressed by mean value of survived connections illustrates stream characteristics: allocation of path lengths, max and mean path length, mean load of arcs, number of connections. Stream survivability shows us arcs load before and after attack on excessive arcs and helps us to set a stock of bandwidth.

Keywords: *network topology, deterministic and probabilistic methods, mathematical models, network connectivity, structural and functional stream survivability.*

References

1. *Tutte W.T.* A Contribution of the Theory of Chromatic Polyno − mials / Canadian Journal of Mathematics. 1954. Vol. 6. Pp. 80-91.
2. Reliability and survivability of communications systems / Editor Dudnik B.Y. Moscow. Radio and Communication. 216 p. (*in Russian*)
3. *Ptitsyn G.A.* Research in active transit reducing / T-Comm. 2015. No. 5. Pp. 74-78. (*in Russian*)
4. *Vorobyev V.I, Meshkovsky K.A.* The method of determining the survivability of communica-tions / Telecommunications, 1998, No. 12. Pp. 12-14. (*in Russian*)
5. *Gromov Y.Y, Drachev V.O, Nabatov K.A, Ivanova O.G.* Synthesis and analysis of survivability network systems. Moscow. Mashinostroenie-1. 2007. 152 p.
6. *Voylokov V.I.* Indicators relationship of survivability multipolar networks without redun-dancy // Proceedings of educational Institutes of Communication / LEIC, = 1990, N151. Pp. 171-177. (*in Russian*)
7. *Voylokov V.I., Ptitsyn G.A.* Assessment of survivability multipolar networks / Collection of materials for engineering. Moscow. Giprosvyaz, 1989. Vol. 1.
8. *Fleischman B.S.* Research of survivability ecosystem based on a mathematical model. Vladivostok: Institute of Control Problems. 1972. (*in Russian*)
9. *Strekolnikov Y.I.* Systems survivability. SPb.:Politechnika, 2002. 156 p. (*in Russian*)
10. *Ptitsyn G.A.* Survivability of dynamic networks, Tutorial. Moscow. MTUCI. 2008. 96 p. (*in Russian*)
11. *Zolfaghari A, Kaudel FJ.* Framework for network survivability performance / IEEE J. Selec. Areas. Commun, 1994, 12. No.1. Pp. 46-51. (*in Russian*)
12. *Ptitsyn G.A., Danilina A.V.* State registration certificate of programs on a computer. Research of dynamics of the collapse of cellular networks. N2012615229 - 2012. Register of Computer Programs. (*in Russian*)
13. *Ptitsyn G.A.* State registration certificate of programs on a computer. Calculation of network connectivity. N2012615326 - 2012. Register of Computer Programs. (*in Russian*)

МЕТОДИКА ОБОСНОВАНИЯ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ПРИНЦИПА ГАРАНТИРОВАННОГО РЕЗУЛЬТАТА

Волков Валерий Фёдорович,
д.в.н., профессор, профессор кафедры системного анализа и математического обеспечения АСУ Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия,
Biruk98@mail.ru

Галанкин Андрей Вячеславович,
к.т.н., заместитель начальника кафедры системного анализа и математического обеспечения АСУ Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия,
Biruk98@mail.ru

Жигулин Юрий Алексеевич,
адъюнкт Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия, ***Feder1105@mail.ru***

Ключевые слова: *рациональная структура, гарантированная вероятность, стохастический индикатор, эффективность целенаправленного процесса, ресурсоемкость, оперативность, результативность.*

Предложены два подхода к обоснованию структура системы информационного обеспечения при реализации которых задача информационного обеспечения организационно-технических систем гарантированно выполняется за заданное время с заданной вероятностью. Первый подход базируется на учете специфики движения активных подвижных объектов, входящих в структуру организационно-технических систем. Второй подход учитывает нечеткий характер требований к результатам функционирования систем информационного обеспечения, неизбежный для ранних стадий жизненного цикла организационно-технических систем. Степень детализации разработанных методик определяется точностью прогноза условий обстановки, в которых будет осуществляться применение организационно-технических систем. Подчеркивается, что сформулированная общая задача синтеза является достаточно сложной для непосредственного решения и поэтому она должна быть декомпозирована на ряд частных задач. Особое внимание уделено разработке алгоритма учета случайной природы факторов, влияющих на выбор структуры системы информационного обеспечения. Рассмотрен один из подходов к ее решению. При обосновании структуры сложной системы используется категория "эффективность целенаправленного процесса функционирования системы", а в качестве наиболее объективной характеристики организационно-технических систем выбрана вероятность достижения цели в операции. При анализе исходной информации, необходимой для решения задачи выбора оптимальной структуры системы информационного обеспечения, учитывая влияние ряда случайных факторов.
При рассмотрении алгоритма, основанного на применении теории функций случайного аргумента, для обоснования структуры системы информационного обеспечения необходимо ввести в рассмотрение вероятность того, что оцениваемая структура может обеспечить решение задач информационного обеспечения за заданное время с вероятностью не ниже заданной (гарантируемая вероятность). Особенностью использования алгоритма, основанного на применении теории стохастической индикации, является необходимость учета неопределенности в задании требований к результату процесса информационного обеспечения. Показано, что для обоснования рационального варианта структуры системы информационного обеспечения организационно-технических систем, в соответствии с принципами системного подхода, необходимо учитывать случайную природу факторов различных иерархических уровней. Степень детализации разработанных методик определяется точностью прогноза условий обстановки, в которых будет осуществляться применение организационно-технических систем. Обосновано, что применение предложенной методики позволит формировать оптимальную с точки зрения гарантируемой вероятности достижения цели.

Для цитирования:
Волков В.Ф., Галанкин А.В., Жигулин Ю.А. Методика обоснования структуры системы информационного обеспечения организационно-технических систем на основе принципа гарантированного результата // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №4. – С. 52-57.

For citation:
Volkov V.F., Galankin A.V, Gigulin U.A. Suggestions on applicationof computing center administration system in aerospace forcescontrol UNITS. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.4, pp. 52-57. (*in Russian*)

Введение

В обобщенной постановке задача синтеза системы информационного обеспечения (СИО) формулируется следующим образом: требуется определить вариант структуры W, при котором в процессе решения поставленной задачи Z в сложившихся условиях V с учетом временных ограничений T, при эксплуатационно-технических характеристиках (ЭТХ) имеющихся образцов S подсистем Y СИО, при объеме информации I обеспечивается выработка решения R, удовлетворяющего условию в формуле (1)

$$W = \arg\max_{W} Э(W, Z, V, T, Y, I, S, R), \quad (1)$$

где Э – выбранный показатель.

Сформулированная общая задача синтеза является достаточно сложной для непосредственного решения и поэтому она должна быть декомпозирована на ряд частных задач. В статье рассмотрен один из подходов к ее решению.

1. Обоснование структуры сложной системы методами теории эффективности

В качестве показателя Э в литературе рекомендуется рассматривать стоимость развертывания организационно-технических систем (ОТС), стоимость эксплуатации, время прохождения управляющего сигнала, надежность доведения информации до потребителя [1, 2]. Считается, что максимизация (минимизация) перечисленных показателей обеспечивает повышение эффективности применения ОТС.

Однако чаще всего при этом происходит подмена понятий. В термин «эффективность» разные авторы вкладывают различный смысл. У одних это «полезность», у других это «прибыль», у третьих «наносимый конкуренту или предотвращенный собственный ущерб». В работе [Петухов Г.Б., Якунин В.И. Методологические основы внешнего проектирования целенаправленных процессов и целеустремленных систем] показано, что перечисленные показатели описывают одно и тоже свойство операций – результативность или способность давать целевой (полезный) эффект. Поэтому авторы, выбирающие перечисленные показатели эффективности, на самом деле анализируют проблему не «эффективность-стоимость», а проблему «эффект-стоимость». Для решения этой проблемы они же обычно используют отношения количественных мер упомянутых показателей целевых эффектов к стоимостям соответствующих проектов. Это решение не корректно по той причине, что даже найденный таким способом лучший вариант выполнения проекта ОТС не гарантируют достижения цели по экономическим показателям, так как в критерии отсутствует значение допустимых затрат. Предложен подход, согласно которому необходимо использовать категорию «эффективность целенаправленного процесса функционирования системы (ЦПФС)», а наиболее объективной характеристикой ОТС является вероятность достижения цели в операции.

Введем следующие обозначения:

$Y^{(1)}_{<n_1>} = Э_{<n_1>}$ – показатель (вектор) виртуального операционного целевого (позитивного) эффекта операции;

$Y^{(2)}_{<n_2>} = R_{<n_2>}$ – показатель (вектор) виртуальных затрат операционных ресурсов (побочных, негативных эффектов) на получение целевых эффектов;

$Y^{(3)}_{<n_3>} = T_{<n_3>}$ – показатель (вектор) виртуальных затрат операционного времени (побочных, негативных эффектов) на получение целевых эффектов.

Пусть качество результатов операции описывается вектором, описанным в формуле (2)

$$Y_{<3>} = < Y^{(1)}_{<n_1>}, Y^{(2)}_{<n_2>}, Y^{(3)}_{<n_3>} > = < y_1, y_2, y_3 > = < Э, r, \tau > . \quad (2)$$

Каждая из компонент вектора $Y_{<3>}$ зависит от характеристик ОТС и ЦПФС (от их параметров и ЭТХ), условий ее функционирования, а также от организации ЦПФС (формула (3)), т.е.

$$Y_{<3>} = Y_{<3>}(A'_{<K'>}, A''_{<K''>}, B'_{<l'>}) = Y_{<3>}(A_{<K>}, B'_{<l'>}), \quad (3)$$

где $A'_{<K'>} = A'_{<K'>}(B'_{<l'>})$ – параметры и ЭТХ ОТС;

$A''_{<K''>} = A''_{<K''>}(B'_{<l'>})$ – характеристики организации (параметры и ЭТХ) ЦПФС;

$B'_{<l'>}$ – характеристики условий функционирования ОТС;

$K = K' + K''$.

Поэтому характеристикой качества ЦПФС, т.е. степени его приспособленности к достижению цели в условиях реального воздействия случайных факторов, может служить только вероятность, описанная формулой (4)

$$P_{ДЦ} = P(\hat{Y}_{<3>} \in \{\hat{Y}^{d}_{<3>}\}) = P_{ДЦ}(X_{<m>}). \quad (4)$$

Вероятность $P_{ДЦ}$ и называется вероятность достижения цели в операции, она является основным показателем эффективности ЦПФС.

На практике в зависимости от стадии жизненного цикла ОТС, могут решаться либо «прямые» задачи исследования эффективности, либо «обратные», причем в зависимости от ситуации они должны решаться либо поочередно, либо совместно, итерационно. Прямые задачи заключаются в расчете основных или частных показателей эффективности и последующем анализе. Обратные задачи могут быть сгруппированы в три класса: обоснование требований к структуре СИО (структурный синтез), обоснование требований к ЭТХ СИО (параметрический синтез), обоснование требований к организации ЦПФС (алгоритмический синтез) [5].

Для решения задач синтеза используется либо критерий оптимальности, либо критерий превосходства (задачи либо имеет единственные решения, либо вовсе его не имеет), либо критерий пригодности. При реализации критерия пригодности задача синтеза не имеет однозначного (единственного) решения, так как в соответствии с этим критерием качества сравниваемых объектов считаются одинаковыми для некоторых диапазонов значений показателей их свойств (характеристик).

Алгоритм решения задачи синтеза зависит от «степени аналитичности» операторов (формула (5):

$$P_{ДЦ} = P_{ДЦ}(U_{<r>}). \quad (5)$$

Если на пространство $U_{<r>}$ (или $\{\Delta+U_{<r>}\}$) накладываются ограничения, то в ряде случаев задача оптимального синтеза может быть решена методами «математического программирования». При этом существенное практическое значение имеет наличие исходных данных для формулируемых оптимизационных задач, а также их точность, достоверность и стабильность. Покажем это на примере.

2. Анализ исходной информации, необходимой для решения задачи выбора варианта оптимальной структуры СИО

В данной статье рассмотрим только «оптимизацию по Парето», при этом не исключается переформулировка постановки задачи в зависимости от стадии жизненного цикла ОТС или СИО, предпочтений ЛПР и степени полноты исходных данных.

Обозначим M_o – математическое ожидание числа обслуженных объектов, U_1 – математическое ожидание расхода ресурсов 1 вида, U_2 – математическое ожидание расхода ресурсов 2 вида, U_3–математическое ожидание расхода ресурсов 3 вида.

Рассмотрим таблицу 1, в которой приведены значения четырех приведенных частных показателей эффективности для десяти вариантов построения СИО, полученные в результате предварительного анализа возможного применения ОТС.

Таблица 1

Варианты структуры СИО

Показатель	Варианты структуры системы информационного обеспечения									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
M_o	10	8	8	10	12	7	9	11	12	11
U_1	7	8	8	7	6	6	7	6	9	9
U_2	6	7	5	7	6	8	6	6	4	9
U_3	25	25	20	28	26	30	25	26	18	12

Будем обозначать символом ~ отношение неразличимости, когда по одному показателю сравниваемый вариант системы S_{1l} лучше варианта S_{2l}, а по другому – хуже. Символы ≥ или ≤ будут использоваться в тех случаях, когда имеет место доминирование одного варианта над другим по всем показателям.

Данная задача может быть решена за несколько этапов, на каждом из которых происходит отсеивание «неконкурентоспособных» вариантов. *Первый этап.* Выберем вариант S_1 и будем сравнивать его по четырем показателям со всеми остальными вариантами. В частности, сравнение S_1 с S_2 дает следующие результаты:

по показателю M_o вариант S_1 лучше, так как $M_0^{(1)} > M_0^{(2)}$;

по показателю U_1 вариант S_1 лучше, так как $U_1^{(1)} > U_1^{(2)}$;

по показателю U_2 вариант S_1 лучше, так как $U_2^{(1)} > U_2^{(2)}$;

по показателю U_3 варианты S_1 и S_2 эквивалентны, так как $U_3^{(1)} > U_3^{(2)}$.

В целом можно сделать вывод, что вариант S_1 доминирует над вариантом S_2 и записать $S_1 \geq S_2$.

Аналогично, сравнивая S_1 и S_3, получаем:

$M_0^{(1)} > M_0^{(3)}$ (S_1 лучше) $U_1^{(1)} < U_1^{(3)}$ (S_1 лучше)

$U_2^{(1)} > M_2^{(3)}$ (S_1 хуже) $U_3^{(1)} < U_3^{(3)}$ (S_1 хуже)

Общий вывод: варианты построения СИО S_1 и S_3 неразличимы, $S_1 \sim S_3$.

Продолжая этот процесс, получим следующие отношения: $S_1 \geq S_4$, $S_1 \sim S_5$, $S_1 \sim S_6$, $S_1 \geq S_7$, $S_1 \sim S_8$, $S_1 \sim S_9$, $S_1 \sim S_{10}$. Таким образом, вариант S_1 доминирует над вариантами S_2, S_4, S_7, и они должны быть отброшены. Отношение эквивалентности имеет место для семи вариантов построения СИО: S_1, S_3, S_5, S_6, S_8, S_9, S_{10}. В множество Парето-оптимальных решений необходимо включить вариант S_1, а по всем остальным вариантам анализ должен быть продолжен.

Второй этап. Выберем из отобранных вариантов S_3, имеющий наименьший номер, и сравним его по четырем показателям с остальными вариантами. Получим следующие отношения:

$S_3 \sim S_5$, $S_3 \sim S_6$, $S_3 \sim S_8$, $S_3 \sim S_9$, $S_3 \sim S_{10}$.

Во множество Парето включается вариант S_3, все остальные переходят на третий этап сравнения.

Третий этап. Выберем этап S_5 и сравним его с вариантами S_6, S_8, S_9, S_{10}. Получим:

$S_5 \geq S_6$, $S_5 \geq S_8$, $S_5 \sim S_9$, $S_5 \sim S_{10}$.

Во множество Парето включим вариант S_5. Из дальнейшего рассмотрения исключаются варианты S_6, S_8.

Четвертый этап. Остается сравнить варианты S_9 и S_{10}. Легко видеть, что $S_9 \sim S_{10}$ и оба варианта должны быть включены в множество Парето.

Итак, множество Парето-оптимальных вариантов СИО сформировано. Обозначив его $^{\Omega}\Pi$, можно записать при помощи формулы (6)

$$\Omega_\Pi = \{S_1, S_3, S_5, S_9, S_{10}\}. \quad (6)$$

Рассмотренный пример показывает, что «оптимизация по Парето» не дает окончательного ответа на вопрос, какой же вариант системы является наилучшим, но множество исходных вариантов существенно сужено. Это упрощает должностному лицу, принимающему решение, выбор итогового варианта. Типовой прием дальнейшего сужения области Парето состоит в применении арбитражной схемы Нэша. Назначим по каждому показателю P_j некоторое минимальное (максимальное) значение $P_{\Pi j}$, определяемое содержательной постановкой задачи. Составим произведение (формула (7))

$$P_{\Delta\Pi} = \Pi_{j=1}^{m} | P_j - P_{\Pi j} | . \quad (7)$$

Рассчитаем значение величины P_A для каждого варианта $S \in \Omega_\Pi$. Вариант с минимальным значением показателя P_A определяет решение многокритериальной оптимизационной задачи. Если минимальное значение P_A имеют несколько вариантов, то окончательный выбор одного из них производит ЛПР.

Рассчитаем показатель P_A для Парето-оптимальных вариантов СИО. В качестве опорных значений показателей выберем значения, отличающиеся от максимально достижимых на 1-2 единицы. Предположим, что из результатов получено следующие опорные значения:

математического ожидания числа обслуженных объектов M_O=13;

математического ожидания расхода ресурсов 1 вида $U_{1П}$=5;

математического ожидания расхода ресурсов 2 вида $U_{2П}$=3;

математического ожидания расхода ресурсов 3 вида $U_{3П}$=10.

Тогда для варианта S_1 получаем:

$P_A^{(1)} = |M_0^{(1)} - M_{ОП}| \, |U_1^{(1)} - U_{1П}| \, |U_2^{(1)} - U_{2П}| \, |U_3^{(1)} - U_{3П}| =$

$= |10-13| \, |7-5| \, |6-3| \, |25-10| = 3 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 15 = 270$

Аналогично для остальных вариантов имеем:

$P_A^{(3)} = 300$, $P_A^{(5)} = 45$, $P_A^{(9)} = 32$, $P_A^{(10)} = 96$.

Следовательно, применение арбитражной схемы позволяет отбросить еще три варианта построения СИО. При окончательном выборе одного из двух оставшихся вариантов S_5 или S_9 необходимо учесть следующее. Вариант S_5 , как это следует из таблицы 1, обеспечивает максимальное количество обслуженных объектов (показатель M_0=12=max), и

приводит к минимальному расходу ресурса 1 вида (показатель U_1=6=min), средним расходу ресурсов 2 вида и среднему расходу ресурсов 3 вида (U_2=6, U_3=26). Вариант S_9 позволяет сохранить максимальное число обслуженных объектов (показатель M_0=12=max), расход ресурсов 2 вида является минимальным (U_2=4=min), экономно расходуется и ресурс 3 вида (U_3=18),однако расход ресурсов 1 вида является значительным (U_1=9=max).

Анализ данных, необходимых для решения данного примера и других вышеупомянутых оптимизационных задач, показывает, что на определенной стадии вычислений должны проводиться вероятностные расчеты. Это обусловлено тем, что необходимо учитывать стохастическую природу ряда параметров и факторов. Приведем некоторые из них, наиболее характерные для распределенных ОТС: сбои в работе отдельных станций сопровождения, помехи, метеоусловия, ошибки синхронизации, ограничения на продолжительность работы отдельных терминалов СИО, специфика перемещений обслуживаемых объектов [2-5].

Рассмотрим два возможных подхода к учету перечисленных факторов

3. Алгоритмы учета случайной природы факторов, влияющих на выбор структуры СИО

3.1. Алгоритм, основанный на применении теории функций случайного аргумента

Отметим, что если, например, в данный момент обслуживаемый объект только что «прошел» зону видимости контролирующей станции, то следующий его «выход» в зону видимости будет осуществлен только через интервал времени $\Delta t = f_1\ (t_{пр})$, где f_1 – функция, задаваемая технологическим циклом ОТС; $t_{пр}$ – момент получения в ситуационном центре СИО первичной информации.

Но величина $t_{пр}$ – величина случайная, в первом приближении ее можно считать равномерно распределенной на интервале планирования (например, на несколько суток вперед), следовательно, и величина $t_{но}$ (суммарная продолжительность временных затрат на сбор информации об обслуживаемом объекте) является случайной с законом распределения, рассчитываемым по формулам теории вероятностей. Тогда, в свою очередь, продолжительность времени t_p, которым располагает ЛПР, также является случайной величиной.

Для расчета функции $\Delta t = f_1(t_{пр})$ можно использовать, например, алгоритмы соответствующей предметной области знаний. Например, для подвижных объектов [1, 3] в основе алгоритмов лежит «просчет» смещения полосы зоны обзора. Зависимость $t_{но} = f(t_{пр})$ описывается ступенчатой разрывной функцией. Это следует, например, из анализа рис.1 (пример соответствует условному трехсуточному интервалу).

Для такого сложного варианта (исходная функция – разрывная, значения аргумента – дискретные) алгоритм построения функции распределения $G(t_{но})$ может быть только численным (неаналитическим). Алгоритм в конечном итоге сводится к расчетам по формуле (8)

$$G(t_{ИО}) = \sum_i \int_{\Delta i} f_2(t_{ПР}) dt_{ПР}, \qquad (8)$$

где $\Delta t_{пр i}$ – участки, на которых выполняется неравенство $t_{но} \le t_{дир}$; $t_{дир}$ – директивное время решения задачи информационного обеспечения; i – количество соответствующих участков.

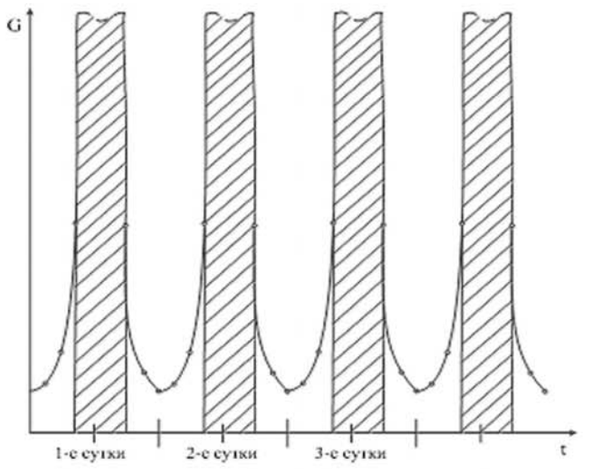


Рис. 1. Динамика характеристик точности исходной информации, поступающей в СИО

Следует отметить, что границы интервалов $\Delta_i(t_{но})$ могут быть рассчитаны также только численно (неаналитически) по конкретному алгоритму расчета функции f_2.

Из вышеизложенного следует, что для ряда специальных ОТС случайную природу имеет и вероятность $P_{ДЦ}$. Таким образом, для обоснования структуры СИО необходимо ввести в рассмотрение гарантированную вероятность $W = P(\hat{P}_{ДЦ} > P^{ДОП})$ – вероятность того, что оцениваемая структура может обеспечить решение задач ИО за заданное время с вероятностью не ниже заданной (первая трактовка категории «гарантируемая вероятность»).

3.2. Алгоритм, основанный на применении теории стохастической индикации

Если при обосновании структуры СИО учитывать более «тонкую» трактовку (интерпретацию) комплекса условий функционирования ОТС, то, в соответствии с концепциями системного анализа [3], при расчете даже такого частного показателя, как вероятность доведения управляющей информации, необходимо учитывать случайную природу величины $\hat{t}_{пр}$. При такой постановке задачи исследования вероятность $P_{дов} = P(t_{дов}<t_{тр})$ также является случайной величиной, и в рассмотрение вводится стохастический индикатор $\hat{w}_A$ события (в данном случае – доведения сигнала от ВЗУ до исполнительного органа). В теории стохастической индикации $\hat{w}_A$ определяется как величина, распределенная по закону Бернулли, при этом вероятность оцениваемого события равна математическому ожиданию индикатора (формула (9)):

$$\overline{w}_A = P(t_{дов} < t_{тр}) \qquad (9)$$

Следовательно, для оценивания апостериорной вероятности $P(\hat{P}_{дов} > P_{зад})$ необходимо вычислить квантиль, соответствующий заданному уровню γ.

Рассмотрим пример. Пусть планируется операция, сигнал о начале которой должен быть доведен не позднее директивного момента времени z. Параметры и ЭТХ СИО и реализуемого ею ЦПФС (прохождения сигнала) позволяют

завершить доставку команды к моменту времени $\hat{y}$. Требуется рассчитать показатель эффективности СИО (вероятность доведения управляющей информации) при условии, что возможная (у) и директивная ($\hat{z}$) длительности процесса доведения информации для конкретной структуры СИО подчинены смещенным показательным законам распределения (формулы (10) и (11)), т.е.

$$F_{\hat{y}}(y) = F_{\hat{y}}(y,\mu,a) = [1 - e^{-\mu(y-a)}]\Delta(y-a), \quad (10)$$

$$F_{\hat{Z}}(Z) = F_{\hat{Z}}(z,v,c) = [1 - e^{-v(z-c)}]\Delta(z-c), \quad (11)$$

где Δ – индикатор(селектор) луча.

Для решения используем выражения теории стохастической индикации. В рассматриваемом случае средняя вероятность достижения цели процесса (доведения сигнала) будет определяться одним из соотношений, представленных в формулах (12) и (13):

$$P_{ДЦ} = P(\hat{y} \le \hat{z}) = \int_{-\infty}^{\infty} F_{\hat{y}}(Z)dF_{\hat{Z}}(Z) = \int_{0}^{1} w dF_{\hat{w}_1}(w) = \overline{w}_1, \quad (12)$$

где $\hat{w}_1 \overset{d}{=} F_{\hat{y}}(\hat{z})$, или

$$P_{ДЦ} = P(\hat{z} \ge \hat{y}) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\hat{z}}(y)dF_{\hat{y}}(y) = \int_{0}^{1} w dF_{\hat{w}_2}(w) = \overline{w}_2, \quad (13)$$

где $\hat{w}_2 \overset{d}{=} F_{\hat{Z}}(\hat{y})$.

Пусть для гипотетической СИО и условного ЦПФС исходные данные имеют следующие значения: $\mu = 0,5$; $a = 1$; $v = 1$; $c = 0,2$.

Функции распределения $F_{\hat{w}_1}(w)$ и $F_{\hat{w}_2}(w)$ определяются формулами (14) и (15):

$$F_{\hat{w}_1}(w) = F_{\hat{Z}}[F_{\hat{Z}}^{-1}(w)] = [1 - e^{v(c-a)}(1-w)^{\mu}]^{v} \cap (w;F_{\hat{y}}(c),1) + \Delta(w-1) =$$
$$= [1 - e(1-w)^2] \cap (w;0,39,1) + \Delta(w-1) \quad (14)$$

$$F_{\hat{w}_2}(w) = R_{\hat{Z}}[R_{\hat{Z}}^{-1}(w)] = e^{v(c-a)}(w)^{\frac{v}{\mu}} \cap (w;1) +$$
$$+\Delta(w-1) = 0,606 w^{\frac{1}{2}} \cap (w;0,1) + \Delta(w-1) \quad (15)$$

После подстановки (14) в (12), (15) в (13) и последующего интегрирования (с учетом заданных параметров распределения случайных величин $\hat{y}$ и $\hat{z}$) получим формулу (16)

$$\overline{w}_1 = \overline{w}_2 = 1 - \frac{v}{v+\mu} e^{\mu(a-c)} = 0,596 \quad (16)$$

Пусть в ВЗУ задан уровень гарантии $P(\hat{P}_{дов} > P_{зад}) = \gamma = 0.9$. Используя аппарат теории вероятностей, получим формулы (17) и (18):

$$w_{1\partial\eta}^{\gamma}(\gamma) = w_1^{\gamma}(\gamma) = F_{\hat{w}_1}^{-1}(1-\gamma) = 1 - \gamma^{\frac{\mu}{v}} e^{\mu(a-c)} \quad (17)$$

$$w_{2\partial\eta}^{\gamma}(\gamma) = w_2^{\gamma}(\gamma) = F_{\hat{w}_2}^{-1}(1-\gamma) = (1-\gamma)^{\frac{\mu}{v}} e^{\mu(a-c)} \quad (18)$$

После подстановки исходных данных: $w_1 = 1 - (0,9)^{\frac{1}{2}} e^{\frac{1-2}{2}} = 0,424$, $w_2 = (0,1)^2 e^{1(2-1)} = 0,027$. Следовательно, гарантируемая вероятность доведения управляющей информации равна $\omega_1^{\Gamma} = 0.424$, и именно на это значение необходимо ориентироваться при принятии решения по структуре СИО.

Таким образом, вторая трактовка категории «гарантируемая вероятность» связана с необходимостью учета неопределенности в задании требований к результату процесса информационного обеспечения. Следует подчеркнуть, что величина μ в данном примере не только характеризует качество подсистемы доведения информации, но и является одним из параметров результативности (быстродействия) всего информационного контура для оцениваемого варианта структуры (станций получения первичной информации, подсистемы передачи данных, пунктов управления, центров обработки информации и т.п.). Следует заметить также, что в рамках данного примера задача параметрического синтеза заключается в обосновании требований к величине μ. Например, при $\omega_1^{\Gamma} >= 0.8$ характеристика быстродействия должна быть не менее величины $\mu_{тр} = 1.45$ (то есть СИО с данным параметром μ обеспечивает гарантируемую вероятность доведения управляющего сигнала не ниже 0.8).

Заключение

Для обоснования рационального варианта структуры СИО ОТС, в соответствии с принципами системного подхода, необходимо учитывать случайную природу факторов различных иерархических уровней. Предложены два подхода к выбору структуры СИО, обеспечивающие гарантированное выполнение задачи информационного обеспечения ОТС за заданное время с заданной вероятностью. Первый подход базируется на учете специфики движения активных подвижных объектов, входящих в структуру ОТС. Второй подход учитывает нечеткий характер требований к результатам функционирования СИО, неизбежный для ранних стадий жизненного цикла ОТС. Степень детализации разработанных методик определяется точностью прогноза условий обстановки, в которых будет осуществляться применение ОТС.

Литература

1. *Волков В.Ф., Толмачев А.А.* Методика определения гарантированной вероятности выполнения задачи информационного обеспечения процесса обслуживания вновь выводимых объектов // Радиопромышленность. – 2015. – № 1(1). – С. 127-137.

2. *Козичев В.Н.* и др. Перспективы создания корпоративных автоматизированных информационных систем военного назначения // Военная мысль. – М, 2015. – № 10. – С. 19-32.

3. *Волков В.Ф., Толмачёв А.А.* Методика обоснования рационального варианта системы информационного обеспечения АСУ специального назначения // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2014. Т.6. №5. С. 52-59.

4. *Легков К.Е.* Новые принципы построения автоматических систем управления современными инфокоммуникационными сетями специального назначения // Наукоемкие технологии в комических исследованиях Земли. 2015. Т.7. № 1. С. 38-41.

5. *Салухов В.И., Солдатенко В.С.* Структурно-функциональная модель и методика решения задачи обоснования модернизации телекоммуникационных систем // Труды СПИИРАН. 2015. Вып. 6(43). С. 210-237.

SUGGESTIONS ON APPLICATIONOF COMPUTING CENTER ADMINISTRATION SYSTEM IN AEROSPACE FORCESCONTROL UNITS

Volkov Valery Fedorovich,
professorof the Department, MilitarySpaseAcademy, St. Petersburg, Russia, **Biruk98@mail.ru**

Galankin Andrey Viacheslavovich,
deputy head of the Department, MilitarySpaseAcademy St. Petersburg, Russia, **Biruk98@gmail.com**

Gigulin Urii Alekseevich,
adjunct, MilitarySpaseAcademy, St. Petersburg, Russia, **Feder1105@mail.ru**

Abstract
The article suggests two approaches to the substantiation of structure of the information management system when implementing the task of information support of organizational and technical systems is guaranteed to be executed at a given time with a given probability. The first approach is based on the specifics of active movements of moving objects within the structure of organizational-technical systems. The second approach takes into account the fuzzy nature of requirements to results of functioning of information support systems, are inevitable for the early stages of the life cycle of organizational-technical systems. The granularity of the developed methods is determined by the accuracy of the forecast of the situation, which will be the application of organizational and technical systems. It is emphasized that the task of synthesis is quite complex for immediate decision and it should therefore be divided into a number of subproblems. Special attention is paid to the development of algorithm of taking into account the random nature of factors influencing the choice of structure of the information management system. Considered one of the approaches to its solution. In the justification structure of a complex system is used, the category "efficiency of targeted process of functioning of the system", but as the objective characteristics of the organizational-technical systems selected the probability of achieving target in operations. In the analysis of the initial information necessary to solve the problem of choosing the optimal structure of the information system, considering the influence of several random factors.
When considering the algorithm based on the theory of functions of casual arguments, to justify the structure of the system the information necessary to enter into the consideration the probability that the estimated structure can overcome the challenges of information support for set time with a probability not lower than a given (the guaranteed probability). A feature of the use of the algorithm based on the theory of stochastic indication is the need of accounting for the uncertainty in the task requirements to the process of information provision. The article shows that in order to justify rational variant of the structure of the information management system of organizational and technical systems in accordance with the principles of the system approach, consider the random nature of factors at different hierarchical levels. The granularity of the developed methods is determined by the accuracy of the forecast of the situation, which will be the application of organizational and technical systems. It is proved that the application of the proposed method will allow to create the optimal from the point of view of a guaranteed probability of achieving the goal.

Keywords: *rational structure, the guaranteed probability, stochastic indicator, the effectiveness of targeted process, resource consumption, efficiency, effectiveness.*

References

1. *Volkov V.F., Tolmachev A.A.* The method of determining the guaranteed probability of fulfilling the tasks of information support of process of service of the newly displayed objects. Magazine "Radio industry". 2015. No. 1(1). Pp. 127-137. (*In Russian*)
2. *Volkov V.F., Tolmachev A.A.* The method to justify rational variant of system of information support of the automated control system special purpose. H&ES Reseach. 2014. Vol.6. № 5. Pp. 52-59. (*In Russian*)
3. *Legkov K.E.* New principles of creation automated control systems for modern infocommunication networks of a special purpose.H&ES Reseach. 2015. Vol.7. № 1. Pp. 38-41. (*In Russian*)
4. *Kozichev V.N., Kargin V.N., Shirmanov A.V., Golashev S.P.* Perspektivy sozdaniya korporativnyh avtomatizirovannyh informacionnyh system voennogo naznacheniya // Voennaya mysl. 2015. № 10. Pp. 19-33. (*In Russian*)
5. *Salukhov V.I., Soldatenko V.S.* Structurally functional model and technique to solve the problem of justification of telecommunication systems modernization. SPIIRAS Proceedings. 2015. Issue 6(43). Pp. 210-237. (*In Russian*)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕДУР ПОДДЕРЖКИ ПРОЦЕССОВ ОРГАНИЗАЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМАМИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Буренин Андрей Николаевич,
д.т.н., доцент, АО НИИ "Рубин", г. Санкт-Петербург, Россия

Легков Константин Евгеньевич,
к.т.н., ВКА им. А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия,
const@mail.ru

Боговик Александр Владимирович,
к.в.н., професор, Военная академия связи им. С.М. Буденного, г. Санкт-Петербург, Россия

Ключевые слова: *системы специального назначения, органы управления, процессы управления, процедуры принятия решения, технологии управления.*

На основе анализа опыта эксплуатации современных систем специального назначения, показано, что для обеспечения непрерывности, оперативности, устойчивости, скрытности и качества управления необходимо обеспечение не только соответствующего уровня организации самой системы специального назначения, но и уровня управленческой деятельности должностных лиц органов управления, обеспечиваемого как широким применением в организации процессов управления современных технологий управления, так моделей процедур принятия решений. При этом повышение качества управления требуют развития теоретических основ обоснования процедур принятия решений должностных лиц органов управления. В целом, качество функционирования всех органов управления при решении задач планирования и применения систем специального назначения определяется не только опытом и квалификацией самих должностных лиц органов управления, но акже характеристиками комплексов средств автоматизации подсистемы организационного управления, которые в значительной степени определяет подсистему поддержки управления, функционирование которой эффективно только на основе задач, решаемых ею с целью всестороннего обеспечения должностных лиц органов управления необходимой номенклатурой сервисов поддержки. Показано, что решение задач обеспечения процессов организационного управления средствами поддержки основано на формализованном представлении процессов функционирования и управления, в основе которого лежит математическая теория процессов управления. Решение задач организационного управления системой приводит к выработке определенного вектора управления, фиксированного на момент принятия должностных лиц органов управления решения, обеспечивающего определенное качество функционирования систем специального назначения. При этом требуется, чтобы управление обеспечивало заданный уровень показателей качества с вероятностью не меньшей заданной величины и обеспечивало гибкое оперативное распределение сервисов поддержки, предоставляемых подсистемой поддержки управления всем должностным лицам органов управления, для чего необходимо правильно распределить предоставляемые подсистемой поддержки управления гарантированные информационные, справочные, расчетные, телекоммуникационные услуги, так как каждому такому распределению соответствует определенное значение показателей качества функционирования служб подсистемы поддержки управления. Решение задач распределения услуг (сервисов поддержки) можно осуществить различными способами. При этом любой вариант решения задачи распределения позволяет существенно повысить качественные показатели функционирования систем специального назначения по сравнению с принятыми традиционными способами произвольного обращения должностных лиц органов управления к доступным сервисам.

Для цитирования:
Буренин А.Н., Легков К.Е., Боговик А.В. Моделирование процедур поддержки процессов организационного управления системами специального назначения // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №4. – С. 58-62.

For citation:
Burenin A.N., Legkov K.E., Bogovic V.A. Modelling procedures to support processes of organizational control systems for special purposes. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.4, pp. 58-62. (*in Russian*)

Введение

Решение вопросов обеспечения непрерывности, оперативности, устойчивости, скрытности и качества управления ССН в значительной мере определяются как уровнем организации самой системы, уровнем управленческой деятельности органов управления, так и широким применением в организации процессов управления современных технологий управления и обоснованных адекватных моделей процедур принятия решений. В свою очередь, повышение качества управления системой требуют развития как теоретических основ обоснования рационального построения и функционирования ССН, так и процедур принятия решений ДЛ ОУ [1].

Как составная часть ССН, система управления оказывает довольно существенное влияние на её функционирование в ходе проведения различных операций.

Порядок применения ОУ во всех видах деятельности сил и средств, а также алгоритмы работы ДЛ ОУ в значительной степени определяются системотехническими и технологическими принципами построения автоматизированной системы управления (АСУ) системой.

Вместе с тем качество функционирования ОУ при решении задач организационного управления (планирование и применение) определяется не только опытом и квалификацией самих ДЛ ОУ, но также характеристиками комплексов средств автоматизации подсистемы организационного управления, качественную работу которой определяет подсистема поддержки процессов управления (ППУ), целью которой является интенсивное использование ее ресурсов всеми ДЛ ОУ для осуществления реализации процессов автоматизации операций перехода от общих представлений об управляемой ССН к конкретной выработке процедур планирования и применения ее составных частей на основе созданного облика системы – ее модели, а само функционирование ППУ возможно только как на основе задач, решаемых ею, так и на основе их взаимосвязи друг с другом в четкой последовательности решения, а также строгой обоснованности применения комплексов средств поддержки [1].

Подходы и предложения по моделированию процессов поддержки организационного управления

При решении различных задач обеспечения процессов организационного управления могут быть использованы различные подходы, направленные на формализованное представление процессов функционирования и управления, основой которого может служить достаточно развитая в настоящее время математическая теория процессов управления общего вида [2, 3].

При описании ССН как динамической системы целесообразно применять уравнения, приводимые к линейным. Так функционирование ССН может быть описано векторно-матричным уравнением вида [5]:

$$\frac{d\mathbf{s}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + f(t)\ , \qquad (1)$$

где $f(t)$ – векторная функция, характеризующая все возмущения и воздействия на ССН, в том числе и управление ею; $\mathbf{s}(t)$, $\mathbf{s}(t=0)=\mathbf{s}_0$ – состояние и начальное состояние ССН.

Если матрицу **A** можно считать постоянной, то это характеризует стабильное установившееся функционирование ССН, что, в принципе, является целью управления системой.

Решение уравнения (1) примет следующий вид:

$$\mathbf{s}(t) = \mathbf{y}(t) + \int_0^t K(t-s)f(s)\cdot \qquad (2)$$

При этом $\mathbf{y}(t)$ является решением однородного уравнения и такое представление является основой систематического исследования формы решения различных классов приведенных линейных функциональных уравнений [2, 3], для которых решение получается в форме (2).

В целом управление ССН должно приводить к задаче определения такой вектор функции $f(t)$, которая минимизирует функционал:

$$\Phi(t) = \int_0^t [\mathbf{s}(t) - \mathbf{s}_0]\,dt + a_1 \int_0^t f(s)\,ds\cdot \qquad (3)$$

В (3) a_x — неотрицательная константа, а переменная $\mathbf{s}(t)$ связана с функцией $f(t)$ уравнением (2).

Во ряде случаев, при функционировании ССН в особых условиях, типичными являются задачи, которые ни линейны, ни нелинейны для того, чтобы допустить использование классических методов. Тогда [5] применяют комбинированные методы, связанные с определением минимума по всем функциям $\mathbf{y}(t)$ функционала:

$$\Phi(\mathbf{y}) = \int_0^T F(\mathbf{s},\mathbf{y})\,dt\ . \qquad (4)$$

В (4) векторные функции $\mathbf{s}(t)$ и $\mathbf{y}(t)$ связаны дифференциальным уравнением:

$$\frac{d\mathbf{s}(t)}{dt} = \mathbf{G}[\mathbf{s}(t),\mathbf{y}(t)]\ ,\ \mathbf{s}(t=0)=\mathbf{s}_0,\ 0 \le \mathbf{y}(t) \le \mathbf{s}(t) \qquad (5)$$

Приведенное в (5) ограничение обычно сильно усложняет решение задачи, однако является наиболее естественным при описании различных многоэтапных процессов управления системой, а его наличие приводит к комбинации равенств Эйлера и накладываемых неравенств [5].

Для большинства ССН функции $F(\mathbf{s},\mathbf{y})$ и $\mathbf{G}[\mathbf{s}(t),\mathbf{y}(t)]$ можно задать достаточно простыми, при этом минимизирующая функция $\mathbf{y}(t)$ имеет достаточно простую структуру.

При практическом решении задач управления ССН применение изложенных выше способов затруднено и возможно применение способов, основанных на обеспечении показателей в виде вероятностной меры, предполагающей определение управления по показателям квантили [1, 4], которые зависят также от многих случайных и неслучайных параметров ССН:

$$P[\Phi(\mathbf{y}, Param\ CCH) > \Phi_{зад}] \ge P_{зад}\ . \qquad (6)$$

Выражение (6) применяется наиболее часто, т.к. позволяет использовать вероятностно-временные характеристики ССН, которые могут быть получены.

Решение задач управления ССН в части задач организационного управления (задач планирования и применения) связано с выработкой определенного вектора управления $U_{Org} = U_{fics}^{Org}(t_r)$, фиксированного на момент принятия ДЛ ОУ решения, которое в принципе обеспечивает вполне конкретное качество функционирования ССН, т.е. вполне определенное значение качественных показателей ее функционирования $Q_{CCH}(.....)$

Естественно требуется, чтобы выработанное управление $U_{Org} = U^{Org}_{fics}(t_r)$ было таким, чтобы выполнялось условие [1]:

$$P\{Q_{CCH}(Z_{CCH}, S_{CCH}) \geq Q_{GrCCH}\} \underset{U^{Org}_{fics} \in R_E}{\geq} P_{Org}, \quad (7)$$

где S_{CCH} – вектор состояния ССН; Z_{CCH} – вектор воздействий на ССН.

Решение задачи, заданной в виде квантили (7) – управление, обеспечивающее качество функционирования ССН не ниже требуемого с заданной вероятностью. В этих решениях использована модель ССН и учтен ресурс (ограничение), выделяемый на управление $U^{Org}_{fics} \in R_E$.

Как отмечалось, управление ССН в сложных условиях обстановки невозможно без гибкого оперативного распределения сервисов поддержки, предоставляемых ППУ. При этом обеспечение гибкости, масштабируемости и возможности наращивания номенклатуры требуемых услуг при организационном управлении ССН невозможно без рациональной организации процедур предоставления комплексами ППУ требуемых услуг поддержки.

Для выполнения конкретной задачи в различных сложных условиях, каждому ДЛ ОУ требуется определенное соотношение предоставляемых ППУ гарантированных информационных, справочных, расчетных, телекоммуникационных и т.д. услуг, которому соответствует тот или иной уровень качества функционирования ССН, определяемый, в конечном счете, значениями показателей качественного функционирования соответствующих основных служб ППУ $Q_{ППУ} = \{Q_d\} \quad \forall d = 1,..,\Xi_П$:

$$Q^{O(\varsigma)} = f^{O(\varsigma)}(Q_1, Q_2, ..., Q_{\Xi_П}), \quad (8)$$

где $O(\varsigma)$ – ς-я операция организационного управления, проводимая системой управления системой.

Таким образом, необходимо решить многокритериальную задачу по такой организации управления услугами ППУ, которая обеспечит квантиль для показателя качества функционирования ССН (6) и (7) при проведении $O(\varsigma)$ операции организационного управления системой [1], т.е.:

$$P\{[f^{O(\varsigma)}(Q_1, Q_2, ..., Q_{\Xi_П})] \geq f^{O(\varsigma)}_{Gr}\} \underset{R^{Org}_{fics} \in R_E}{\geq} P_{Org}. \quad (9)$$

Каждая служба ППУ при проведении $O(\varsigma)$ операции организационного управления должна обеспечить соответствующим объектам (ДЛ ОУ и КСА АСУ) определенный уровень услуг, который требует соответствующей организации этих служб.

В условиях функционирования служб ППУ, при конфликте и обострении обстановки, их параметры, в общем случае, являются случайными величинами, а случайное время предоставления соответствующей услуги может быть получено при рассмотрении основных схем информационного взаимодействия компонент каждой службы и будет равно сумме случайного числа $N_{O(\varsigma)}$ случайных значений времен проведения определенных технических операций по получению и предоставлению конкретному ДЛ ОУ или прикладному процессу КСА АСУ соответствующей услуги:

$$T^{O(\varsigma)}_{ServППППОУ} = \sum_{j=1}^{N_{O(\varsigma)}} t^{(j)}_{tex\ oper}, \quad (10)$$

где $t^{(j)}_{tex\ oper}$ – случайное время проведения j-й технической операции по получению и предоставлению соответствующей услуги поддержки процессов организационного управления.

В качестве примера рассмотрим вариант, когда для проведения определенной операции организационного управления ДЛ ОУ требуется получить сервис двух информационных (информационно-справочных или расчетных) служб (IS1, IR2) и трех служб связи: IP-телефонии (IPТФ), электронной почты (EM), файлового обмена (FT).

Для приведенных служб ППУ и предоставляемых ими услуг достаточно сложно получить соответствующие выражения для случайных времен в соответствии с (10), так как учесть случайное число технических операций по предоставлению соответствующей информационной, справочной, расчетной, телекоммуникационной или иной услуги ППУ на практике не представляется возможным.

Поэтому, с учетом того, что дисперсия случайного числа технических операций, как правило, невелика [1], допустимо использовать величину среднего значения числа технических операций $\overline{N}^{d}_{O(\varsigma)}$, т.е.:

$$T^{O(\varsigma)}_{IPТФ} = \sum_{j=1}^{\overline{N}^{IPТФ}_{O(\varsigma)}} t^{(j)}_{tex\ oIPТФ}. \quad (11)$$

$$T^{O(\varsigma)}_{EM} = \sum_{j=1}^{\overline{N}^{EM}_{O(\varsigma)}} t^{(j)}_{tex\ oEM}. \quad (12)$$

$$T^{O(\varsigma)}_{FT} = \sum_{j=1}^{\overline{N}^{FT}_{O(\varsigma)}} t^{(j)}_{tex\ oFT}. \quad (13)$$

$$T^{O(\varsigma)}_{IS1} = \sum_{j=1}^{\overline{N}^{IS1}_{O(\varsigma)}} t^{(j)}_{tex\ oIS1}. \quad (14)$$

$$T^{O(\varsigma)}_{IR2} = \sum_{j=1}^{\overline{N}^{IR2}_{O(\varsigma)}} t^{(j)}_{tex\ oIR2}. \quad (15)$$

Обычно для каждой технической операции длительностью $t^{(j)}_{tex\ oIPТФ}$, $t^{(j)}_{tex\ oEM}$, $t^{(j)}_{tex\ oFT}$, $t^{(j)}_{tex\ oIS1}$, $t^{(j)}_{tex\ oIS2}$ известна функция распределения:

$$F\left(T^{(j)}_{tex\ oIPТФ}\right) = P\left(t^{(j)}_{tex\ oIPТФ} \leq T^{(j)}_{tex\ oIPТФ}\right). \quad (16)$$

$$F\left(T^{(j)}_{tex\ oEM}\right) = P\left(t^{(j)}_{tex\ oEM} \leq T^{(j)}_{tex\ oEM}\right). \quad (17)$$

$$F\left(T^{(j)}_{tex\ oFT}\right) = P\left(t^{(j)}_{tex\ oFT} \leq T^{(j)}_{tex\ oFT}\right). \quad (18)$$

$$F\left(T^{(j)}_{tex\ oIS1}\right) = P\left(t^{(j)}_{tex\ oIS1} \leq T^{(j)}_{tex\ oIS1}\right). \quad (19)$$

$$F\left(T^{(j)}_{tex\ oIR2}\right) = P\left(t^{(j)}_{tex\ oIR2} \leq T^{(j)}_{tex\ oIR2}\right). \quad (20)$$

Для получения функций распределения величин (11) – (15) и, соответственно, вероятностей своевременного обслуживания требований, целесообразно применить преобразование Лапласа-Стилтьеса [1, 4, 5].

Тогда вероятности своевременного предоставления требуемых услуг при проведении $O(\varsigma)$ будут следующими:

$$P(T_{IPT\Phi}^{O(\varsigma)}) = \prod_{j=1}^{\overline{N}_{O(\varsigma)}^{IPT\Phi}} L(v)_{tex\,oIPT\Phi}^{(j)} . \quad (21)$$

$$P(T_{EM}^{O(\varsigma)}) = \prod_{j=1}^{\overline{N}_{O(\varsigma)}^{EM}} L(v)_{tex\,oEM}^{(j)} . \quad (22)$$

$$P(T_{FT}^{O(\varsigma)}) = \prod_{j=1}^{\overline{N}_{O(\varsigma)}^{FT}} L(v)_{tex\,oFT}^{(j)} . \quad (23)$$

$$P(T_{IS1}^{O(\varsigma)}) = \prod_{j=1}^{\overline{N}_{O(\varsigma)}^{IS1}} L(v)_{tex\,oIS1}^{(j)} . \quad (24)$$

$$P(T_{IR2}^{O(\varsigma)}) = \prod_{j=1}^{\overline{N}_{O(\varsigma)}^{IR1}} L(v)_{tex\,oIR2}^{(j)} . \quad (25)$$

В выражениях (21) – (25) $L(v)_{tex\,oIPT\Phi}^{(j)}$, $L(v)_{tex\,oEM}^{(j)}$, $L(v)_{tex\,oFT}^{(j)}$, $L(v)_{tex\,oIS1}^{(j)}$ и $L(v)_{tex\,oIR2}^{(j)}$ – соответственно преобразования Лапласа-Стилтьеса функций распределения $F\left(T_{tex\,oIPT\Phi}^{(j)}\right)$, $F\left(T_{tex\,oEM}^{(j)}\right)$, $F\left(T_{tex\,oFT}^{(j)}\right)$, $F\left(T_{tex\,oIS1}^{(j)}\right)$ и $F\left(T_{tex\,oIR2}^{(j)}\right)$.

При необходимости получения вида функций распределения случайных величин (11) – (15) при достаточно сложном виде полученных выражений и невозможности нахождения обратных преобразований, можно воспользоваться, например, процедурами четырех моментной аппроксимации [4] с последующим применением семейства распределений Пирсона для выбора соответствующей аппроксимативной функции.

В целом задача предоставления ДЛ ОУ требуемых услуг ППУ будет состоять в выборе такого распределения предоставляемых услуг, которое обеспечит:

$$P[f_1^{O(\varsigma)}(\overline{T}_{IPT\Phi}^{O(\varsigma)}, \overline{T}_{EM}^{O(\varsigma)}, \overline{T}_{FT}^{O(\varsigma)}, \overline{T}_{IS1}^{O(\varsigma)}, \overline{T}_{IR2}^{O(\varsigma)}) \geq Q_{GrCCH}^{O(i)}] \underset{R_{fics}^{Org}}{\geq} P_{Gr}^{O(\varsigma)} \quad (26)$$

Решение (26) можно осуществить как методом линейного программирования (разработав соответствующую линейную модель распределения услуг поддержки организационного управления) или на основе проигрывания ДЛ ОУ вариантов распределения на имитационной модели, включенной в контур организационного управления системой.

К сожалению, построить линейную модель распределения разнородных сервисов, предоставляемых ППУ, с целью решения задачи (26) удается, как правило, для небольшого числа сервисов, поэтому при достаточно большом числе привлекаемых для принятия решения ДЛ ОУ сервисов (более 4 – 5) целесообразно применять решения на основе имитационного моделирования вариантов распределения не смотря на то, что это потребует создания имитационной модели функционирующей ССН, реализации в ней процедур управления и включения модели в контур организационного управления.

Выполнение требований (26), для любого варианта решения задачи распределения, позволяет существенно повысить качественные показатели функционирования ССН по сравнению с принятыми традиционными способами произвольного обращения ДЛ ОУ к доступным сервисам (рис. 1).

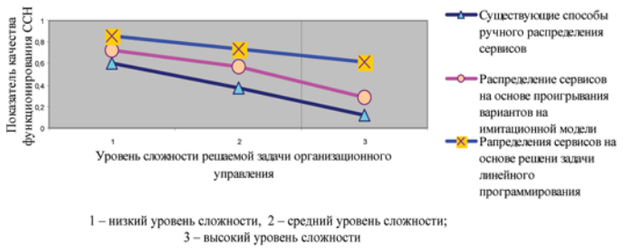


Рис. 1. Оценка вариантов решения задачи распределения сервисов поддержки задач организационного управления

Заключение

Как показывает опыт эксплуатации современных ССН, для обеспечения непрерывности, оперативности, устойчивости, скрытности и качества управления ведомствами необходимо обеспечение не только соответствующего уровня организации самой ССН, но и уровня управленческой деятельности ДЛ ОУ, обеспечиваемого, в том числе, и широким применением в организации процессов управления современных технологий управления и моделей процедур принятия решений. При этом повышение качества управления требует развития теоретических основ обоснования процедур принятия решений ДЛ ОУ.

В целом, качество функционирования ОУ при решении задач планирования и применения ССН определяется не только опытом и квалификацией самих ДЛ ОУ, но также характеристиками комплексов средств автоматизации подсистемы организационного управления системой, в значительной степени определяемыми ППУ, функционирование которой эффективно только на основе задач, решаемых ею с целью всестороннего обеспечения ДЛ ОУ необходимой номенклатурой сервисов поддержки.

Решение задач обеспечения процессов организационного управления системой средствами поддержки основано на формализованном представлении процессов функционирования и управления, в основе которого лежит математическая теория процессов управления.

Решение задач организационного управления ССН приводит к выработке вектора управления, фиксированного на момент принятия ДЛ ОУ решения, обеспечивающего определенное качество функционирования ССН. При этом требуется, чтобы управление обеспечивало заданный уровень показателей качества с вероятностью не меньшей заданной величины и обеспечивало гибкое оперативное распределение сервисов поддержки, предоставляемых ППУ ДЛ ОУ. Для этого необходимо правильно распределить предоставляемые ППУ гарантированные информационные, справочные, расчетные, телекоммуникационные услуги, т.к. каждому распределению соответствует определенное значение показателей качества функционирования служб ППУ, и решить при этом многокритериальную задачу.

Решение задач распределения услуг (сервисов поддержки) можно осуществить как методом линейного программирования (путем разработки линейной модели), так и на основе проигрывания ДЛ ОУ вариантов распределения на имитационной модели, включенной в контур организационного управления.

При этом любой вариант решения задачи распределения, позволяет существенно повысить качественные показатели функционирования ССН по сравнению с принятыми традиционными способами произвольного обращения ДЛ ОУ к доступным сервисам.

Литература

1. *Буренин А.Н., Легков К.Е.* Инфокоммуникационные системы и сети. Основы построения и управления. М.: ИД Медиа Паблишер. 2015. 348 с.

2. *Р. Беллман, И. Гликсберг, О. Гросс.* Некоторые вопросы математической теории процессов управления. Издательство иностранной литературы. М.: 1962. 336 с.

3. *Винер Н.* Кибернетика, или управление и связь в животном и машине. Советское радио. М.: 1958. 567 с.

4. Методы математического моделирования систем и процессов связи. Под общ. ред. В.П. Чемиренко. С-Пб. Изд-во Политехн. ун-та. 2009. 308 с.

5. *Burenin A.N., Legkov K.E.* Methological approaches to formalize management infocomunication systems and networks of special purpose // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. – 2015. – Т.7. № 5. – С. 64-67.

MODELLING PROCEDURES TO SUPPORT PROCESSES OF ORGANIZATIONAL CONTROL SYSTEMS FOR SPECIAL PURPOSES

Burenin A.N., *Ph.D., associate Professor, St. Petersburg, Russia*

Legkov K.E., *Ph.D., St. Petersburg, Russia,* **const@mail.ru**

Bogovic V.A., *Ph. D., Professor, St. Petersburg, Russia*

Abstract

On the basis of the analysis of operating experience of modern systems of a special purpose, it is shown that for providing a continuity, efficiency, stability, reserve and quality of management providing not only an appropriate level of the organization of the system of a special purpose, but also level of administrative activity of officials of the governing bodies, provided as wide application in the organization of management processes of modern technologies of management, so models of procedures of decision-making is necessary. Thus improvement of quality of management development of theoretical bases of justification of procedures of decision-making of officials of governing bodies demand. As a whole, quality of functioning of all governing bodies at the solution of problems of planning and application of systems of a special purpose is defined not only experience and qualification of officials of governing bodies, but also characteristics of complexes of an automation equipment of a subsystem of organizational management which substantially defines a subsystem of support of the management which functioning is effective only on the basis of the tasks solved by it for the purpose of all-round providing officials of governing bodies by the necessary nomenclature of services of support. In article it is shown that the solution of problems of ensuring processes of organizational management is based by means of support on the formalized representation of processes of functioning and management at the heart of which the mathematical theory of management processes lies. The solution of problems of organizational management of system leads to development of a certain vector of the management fixed at the moment of acceptance of officials of governing bodies of the decision, functioning of systems of a special purpose providing a certain quality. Thus it is required, that management provided the set level of indicators of quality with probability not the smaller set size and provided flexible operative distribution of services of the support provided by a subsystem of support of management to all officials of governing bodies for what it is necessary to distribute correctly supports of management provided by a subsystem the guaranteed information, help, settlement, telecommunication services since to each such distribution there corresponds a certain value of indicators of quality of functioning of services of a subsystem of support of management. The solution of problems of distribution of services (support services) can be carried out in the various ways. Thus any version of the solution of a problem of distribution allows to raise essentially quality indicators of functioning of systems of a special purpose in comparison with the accepted traditional ways of any address of officials of governing bodies to available services.

Keywords: *systems of a special purpose, governing bodies, management processes, procedures of decision-making, technology of management.*

References

1. *Burenin A.N., Legkov K.E.* Infocommunication systems and networks. Fundamentals of construction and management. Moscow: Media publisher. 2015. 348 p. (*in Russian*)

2. *Bellman R., Glicksberg I., Gross O.* Some problems of mathematical theory of control processes. Foreign literature publishing house. Moscow. 1962. 336 p. (*in Russian*)

3. *Wiener N.* Cybernetics, or control and communication in the animal and the machine. Soviet radio. Moscow. 1958. 567 p. (*in Russian*)

4. Methods of mathematical modeling of systems and processes of communication. Under the General editorship of V.P. Semerenko. Pb. Publishing house of the Polytechnic. Univ. 2009. 308 p. (*in Russian*)

5. *Burenin A.N., Legkov K.E.* Methological approaches to formalize management infocomunication systems and networks of special purpose / H&ES Research. 2015. Vol. 7. No. 5. Pp. 64-67.

A NEW APPROACH TO THE REDUCTION OF MULTIDIMENSIONAL LINEAR BOUNDARY VALUE PROBLEMS FOR AN EQUIVALENT BOUNDARY INTEGRAL EQUATIONS

Arutyunyan Robert Vladimirovich,
candidate of physical and mathematical sciences, docent,
Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), Russia, Moscow,
rob57@mail.ru

Keywords: *differential equation of the system, boundary value problem, reduction, boundary integral equation.*

This article describes a new method for the reduction of multidimensional linear boundary value problems for systems of differential equations in partial derivatives of the first order to the equivalent boundary integral equations. The method is effective for large scale systems and allows you to effectively automate the reduction by means of analytical calculations on computer systems. This method can be used in principle for solving the Maxwell equations, and other similar systems and in a case where the coefficients of the constitutive equations depend on the spatial position and time. Formula method to generalize the Huygens ratio of Maxwell's equations, Somilian's for elasticity problems and other such well-known integral representation of solutions of systems of differential equations in partial derivatives. The proposed algorithm consists of the following steps. Being on the first stage of a singular solution is carried out by standard integral transformations and the corresponding algorithm can easily be programmed in the computer algebra systems. Some problem is that many boundary problems are put in the form of systems in which the number of unknowns and the same equations. For this reason, you want to carry out the second stage of the transition process corresponding to the system for a new basic vector of unknowns. Depending on the type of boundary conditions of the original system is reduced to a system of boundary equations of the minimum dimension of the first or second kind. At the third stage, the analysis of the correctness of the resulting system of singular boundary integral equations using the symbol theory. Analysis of a fundamentally important issue of the boundary conditions is greatly simplified and can be performed as follows. Determined by the rank and the basis of the linear span of the vector lines of the differential operator matrix. For systems with piecewise constant coefficients is especially useful analysis of boundary conditions by investigating the minors corresponding matrix, described in the article. Nondegenerate minor of this matrix corresponds to the correct system of boundary integral equations.
At the final stage of the algorithm is formulated as a system of linear algebraic equations for direct approximate numerical solution of boundary integral equations. In the future, the boundary integral equations reduce to a system of linear algebraic equations and solved by Gauss or other suitable numerical method. The proposed method has several advantages especially when dealing with new insufficiently investigated multidimensional boundary value problems. In the case of classical systems of utility proposed approach is most useful in the case of non-standard boundary conditions. The proposed integral representation applies in the case where the differential coefficients of the operator system are arbitrary piecewise continuous functions. The main problem in this case is to find the fundamental matrix function solutions.

Для цитирования:
Арутюнян Р.В. Новый подход к редукции многомерных линейных краевых задач к эквивалентным граничным интегральным уравнениям // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №4. – С. 63-66.

For citation:
Arutyunyan R.V. A new approach to the reduction of multidimensional linear boundary value problems for an equivalent boundary integral equations. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.4, pp. 63-66.

Introduction

In the application there is a trend towards the use of increasingly complex mathematical models, whereby there is a practical need to solve already known, or new types of high dimension systems of differential equations [1-14]. Such systems, in particular, the equations of electromagnetism in the case where the characteristics of the environment are tensor quantities and Maxwell system does not break up into independent equations.

Another example is the system of electrodynamics equations describing piezoelectric phenomena [13]. In the theory of electrodynamics are now the urgent task of calculating the natural frequencies of piezoelectric bodies and a variety of complex shapes.

The need for taking into account different kinds of physical effects constantly leads to complication of the former and the emergence of new types of systems of differential equations in partial derivatives.

To solve such problems by using the method of boundary integral equations integral representations of the general solution can be used [3-8]. The possibilities of this approach are extended using analytical calculations on computer systems [9-11].

In the article the author developed a fundamentally new universal method for the reduction of multidimensional linear boundary value problems for systems of differential equations in partial derivatives of the first order to an equivalent system of boundary integral equations. This method can be used in principle for solving the Maxwell equations, and other similar systems and in a case where the coefficients of the constitutive equations depend on the spatial position and time.

Integral equations, which are reduced to the original system of differential equations obtained as a result of the above approaches are generally singular. This fact represents a significant problem in the numerical implementation of the method of boundary integral equations of the real and the more interval methods. An effective way to solve this problem is to transform the system of boundary integral equation method by multiplying by matrix singular operator, called the equivalent regularizator [3-8].

Another problem stems from the fact that some integral equations can be dependent. Its solution is possible by switching to the new dependent variable vector using the method described in the literature [3-8].

Since equivalent regularizator is singular, the resulting transformations after the free terms of the new system boundary integral equation method, as a rule, are singular integrals with known densities. The problem of calculating these integrals in the space of continuous functions is incorrect. This fact creates additional problems in the calculation of interval estimates of absolute terms of boundary integral equations. Its solution is possible in some cases with the help of an analytical evaluation of the integral in the neighborhood of a singular point.

The resulting corresponding transformations regular integral equations can be solved described in [1-12] by numerical methods with particular release. As a specific example, consider a universal algorithm for finding fundamental solutions, reduction and analysis of linear systems of differential equations in partial derivatives and related boundary value problems, easy to program in modern computer algebra systems.

Description of the method

Consider the system of linear partial differential equations of the first order with constant coefficients:

$$\mathbf{A}(\partial/\partial x)u(x) = F(x),\ x \in \Omega, \tag{1}$$

where $\Omega \subseteq R^n$ – region with piecewise smooth boundary Γ, $u(x)$ – a vector function of n variables, $u(x) \in R^q$, $F(x) \in R^m$, $m \geq q$, $\mathbf{A} = \|\mathrm{A}_{ij}\|$,

$$\mathrm{A}_{ij} = \sum\left(a_{ijk}\partial/\partial x_k;\ k = 1,...,n\right) + b_{ij},\ i = 1,...,m;\ j = 1,...,q.$$

Let $\mathbf{A}^*$ – differential operator formally adjoint to the operator **A**, and $G(x)$ – the system solution

$$\mathbf{A}^*(\partial/\partial x)G(x) = E(x),\ x \in R^n, \tag{2}$$

where $E(x) = \delta(x)E$, E – the identity matrix, $\delta(x)$ – delta function.

From (1) and (2) using Green's formula we obtain an integral representation for the solution of the original system:

$$\alpha(x)u(x) = \int_{\Omega} G^T(y-x)F(y)dy - \int_{\Gamma} G^T(y-x)Q(y)u(y)d\Gamma\ , \tag{3}$$

$$\alpha(x) = \int_{\Omega} \delta(y-x)dy, \tag{4}$$

$$Q = \|Q_{ij}\|,\ Q_{ij} = \sum\left(a_{ijk}n_k(y);\ k = 1,...,n\right),\ x \in \Gamma,$$

$$i = 1,...,m;\ \ j = 1,...,q,$$

$n_k(y)$ – coordinates of the unit normal, external to the region Ω.

Formula (3-4) summarize the relation of Huygens for Maxwell's equations, Somilian's for elasticity problems and other such well-known integral representation of solutions of systems of differential equations in partial derivatives.

Further algorithm consists of the following steps. Being on the first stage of a singular solution $G(x)$ is performed by standard integral transformations and the corresponding algorithm can easily be programmed in the computer algebra systems REDUCE, MAXIMA, MATHEMATICA.

Some problem is that many boundary problems are put in the form of systems in which the number of unknowns and the same equations. For this reason, you want to carry out the second stage of the transition from the appropriate procedure (3-4) to a system of boundary integral equation method for a new basic vector of unknown $\sigma(x) = C(x)u(x)$, where $C(x)$ – the transition matrix from one base to another.

Depending on the type of boundary conditions (1) is reduced to a system boundary integral equations of minimum dimension of the first or second kind.

At the third stage, the analysis of the correctness of the resulting system of singular boundary integral equations using the symbol theory.

Analysis of a fundamentally important issue of the boundary conditions is greatly simplified and can be performed as follows. Determines the rank r and basic linear span of the vector lines of the matrix of the operator **A**: $\{\sigma_1, \sigma_2, ..., \sigma_r\}$.

The integral equation can be formulated for a certain set of bases, for example, by asking on the boundary values $\sigma_1, \sigma_2, ..., \sigma_p$, $p < r$ and solving the system of the method of boundary integral equations for the remaining $\sigma_{p+1}, ..., \sigma_r$.

For systems with piecewise constant coefficients is especially useful analysis of boundary conditions with the help of research minors of

$$1/2E+(2\pi)^{(n-1)/2}L(G^T,\omega)\mathbf{A}, \quad (5)$$

where $L(G^T,\omega)-$ Fourier transform $G^T(x)$ on an arbitrary hyperplane.

Nondegenerate minors of the matrix (5) corresponds to the correct system of boundary integral equation method.

At the final stage of the algorithm is formulated a system of linear algebraic equations for direct approximate numerical solution of boundary integral equation method:

$$(x) \quad \circ K(x,y) \ (y)dy \quad h(x), \quad (6)$$

Γ

In the future, the equation (6) reduces to a system of linear algebraic equations and solved by Gauss or other suitable numerical method.

The proposed method has several advantages especially when dealing with new insufficiently investigated multidimensional boundary value problems.

In the case of classical systems of utility proposed approach is most useful in the case of non-standard boundary conditions.

It is noted that an integral representation (3) is applicable in the case where the differential coefficients of the operator system are arbitrary piecewise continuous functions. The main problem in this case is to find the fundamental matrix function solutions.

From this display technology boundary integral equations of the user requires only minimal information about the specific properties of the system being solved (1) and the details of the physical picture of the object being modeled.

The previously existing restrictions on the complexity of the boundary value problems are now largely removed by the existence of public symbolic computation systems.

As an example, consider the use of this technique for the reduction of the Maxwell system to a system of boundary integral equation method for the case of piecewise-homogeneous media.

Maxwell system with constant coefficients after the Laplace transform with respect to time can be written in terms of images:

$$rotH^* = \left(E^* + v \times B^*\right) + \varepsilon pE^* + \delta_0^*(x),$$

$$rotH^* = -p\mu H^* + B_0(x), \quad x \in \Omega,$$

for the case where $E-$ vector of electric intensity (but not the identity matrix), $E^* - E$ at the image of the Laplace transform.

We have

$$u(x) = \left(H^*, E^*\right)^T, \quad F(x) = \left(\delta_0^*(x), B_0(x)\right)^T.$$

Normal matrix can be written as:

$$Q = \begin{bmatrix} Q_1 & O \\ O & Q_1 \end{bmatrix}, Q_1 = \begin{bmatrix} 0 & -n_3 & n_2 \\ n_3 & 0 & -n_1 \\ -n_2 & n_1 & 0 \end{bmatrix},$$

its rank is equal to four, the coordinates of the normal vector has the following expression: $n_1 = \cos(\varphi)\sin(\vartheta)$, $n_2 = \sin(\varphi)\sin(\vartheta)$, $n_3 = \cos(\vartheta)$, φ and $\vartheta-$ Function Point the boundary of Γ, $Qu = W\sigma$,

$$W = \begin{bmatrix} W_1 & O_{32} \\ O_{32} & W_1 \end{bmatrix}, W_1 = \begin{bmatrix} \sin\varphi & -\cos\varphi\cos\vartheta \\ -\cos\varphi & -\sin\varphi\cos\vartheta \\ 0 & \sin\vartheta \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} C_1 & O_{23} \\ O_{23} & C_1 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} -\cos\varphi\cos\vartheta & -\sin\varphi\cos\vartheta & \sin\vartheta \\ -\sin\varphi & \cos\varphi & 0 \end{bmatrix}.$$

Computer implementation in computer system of symbolical calculations

Detail of REDUCE-program to find a fundamental solution is as follows:

```
MATRIX A, B, GAMMA, MU , ROT, V, ML;
gm11: = gm1; gm22: = gm1; gm33: = gm3; m11: = m1; m22: = m1;
m33: = m3;
gm12: = gm13: = gm23: = 0; m12: = m13: = m23: = 0;
A: = MAT (
(0, -i * w3, i * w2 , -gm11, -gm12, -gm13),
(i * w3, 0, -i * w1, -gm12, -gm22 , -gm23),
(-i * w2, i * w1 , 0, -gm13, -gm23, -gm33),
(p * m11, p * m12 , p * m13, 0, -i * w3, i * w2 ),
(p * m12, p * m22 , p * m23, i * w3, 0, -i * w1),
(p * m13, p * m23 , p * m33, -i * w2, i * w1, 0)
);
ROT: = MAT (
(0, -i * w3, i * w2 ),
(i * w3, 0, -i * w1),
(-i * w2, i * w1 , 0)
);
GAMMA: = MAT (
(gm11, gm12, gm13),
(gm12, gm22, gm23),
(gm13, gm23, gm33)
);
MU: = MAT (
(m11, m12, m13),
(m12, m22, m23),
(m13, m23, m33)
);
V: = MAT (
(0, -v3, v2),
(v3, 0, -v1),
(-v2, v1, 0)
);
ML: = GAMMA * V * MU ;
FOR i: = 1: 3 DO FOR j: = 1: 3 DO A (i, j): = A (i, j) -ML (i, j);
A;
ON GCD;
D: = SUB (I = -I , Det (Tp (A)));
% L: = FACTORIZE (D) ;
L: = SOLVE (D, v1 );
in "g: ml.in";
D;
% B: = D * A ^ (- 1);
out "g: ml.out"
l1: = PART (FIRST (L ), 2)
l2: = PART (SECOND (L ), 2)
B;
shut "g: ml.out";
Calculation results:
v1: = - o3 * x2 + o2 * x3;
v2: = o3 * x1-o1 * x3;
v3: = - o2 * x1 + o1 * x2;
```

Conclusion

A new method for the reduction of linear boundary value problems to boundary integral equations is proposed. The method is effective for large scale systems and allows you to effectively automate the reduction by means of analytical calculations on computer systems.

References

1. *Germain P. Lacour, PL George, F. Pistre, Bezier P.* Mathematics and CAD: In 2 books. Bk. 2. World, 1989. – Pp. 264.
2. *Pendant JL, Sabonnader J.-C.* CAD in elektrotechnics. – M.: Mir, 1988. – 208 p.
3. *Mikhlin S.G.* Linear equations in partial derivatives. M.: Higher. school, 1977. – 431 p.
4. *Aleksidze M.A.* The fundamental function of approximate solutions of boundary problem. – M.: Nauka, 1991. – 352 p.
5. *Shapiro Z.Ya.* The first boundary value problem for elliptic systems of differential equations // Mat. sb. – 1951. – Vol. 28 (70), No. 1. – Pp. 55-78.
6. *Lopatinsky Ya.* A method of reducing boundary problems for systems of differential equations of elliptic type to regular integral equations // Ukr. Mat. zhurn. – 1953. – Vol.5, No. 2. – Pp. 131-151.
7. *Agranovich M.S.* Elliptic singular integro-differential operators // Uspekhi Mat. nauk. – 1965. – Vol. 20, No. 5 (125). – Pp.4-120.
8. *Panich O.I.* Introduction to the general theory of elliptic boundary value problems. Kiev. Vishcha school, 1986. – 128 p.
9. *Davenport J., Sire J., Tournier E.* Computer Algebra. M.: Mir, 1991. – 352 p.
10. *Edneral V.F., Kryukov A.P., Rodionov A.Y.* Language analytical calculations REDUCE. – M.: MGU, 1988. – 176 p.
11. *Klimov D.M., Rudenko V.M.* Methods of computer algebra in mechanics. M.: Science Problems, 1989. – 215 p.
12. *Mikhlin S.G.* Multi-dimensional singular integral equations. M.: Fizmatgiz, 1962. – 256 p.
13. *Shulga N.A., Bolkisev A.M.* Fluctuations piezoelectric bodies. – Naukova Dumka, 1990. – 228 p.
14. *Daletskii Y.L., Krein M.G.* Stability of solutions of differential equations in a Banach space. M.: Nauka, 1970. – 536 p.

НОВЫЙ ПОДХОД К РЕДУКЦИИ МНОГОМЕРНЫХ ЛИНЕЙНЫХ КРАЕВЫХ ЗАДАЧ К ЭКВИВАЛЕНТНЫМ ГРАНИЧНЫМ ИНТЕГРАЛЬНЫМ УРАВНЕНИЯМ

Арутюнян Роберт Владимирович, *к.ф-м.н., доцент, МТУСИ, Москва, Россия,* ***rob57@mail.ru***

Аннотация. В статье описан новый метод редукции многомерных линейных краевых задач для систем дифференциальных уравнений в частных производных первого порядка к эквивалентным граничным интегральным уравнениям. Метод эффективен для систем большой размерности и позволяет эффективно автоматизировать редукцию при помощи систем аналитических вычислений на ЭВМ. Данный метод в принципе может применяться для решения уравнений Максвелла и других подобных систем и в том в случае, когда коэффициенты материальных уравнений зависят от пространственных координат и времени. Формулы метода обобщают соотношения Гюйгенса для уравнений Максвелла, Сомилиана для задач теории упругости и другие аналогичные известные интегральные представления решений систем дифференциальных уравнений в частных производных. Предложенный алгоритм состоит из следующих этапов. Нахождение на первом этапе сингулярного решения осуществляется методами стандартных интегральных преобразований, а соответствующий алгоритм легко программируется в системах компьютерной алгебры. Некоторую проблему представляет то, что многие краевые задачи ставятся в виде систем, в которых количество неизвестных и уравнений не совпадает. По этой причине требуется осуществлять на втором этапе соответствующую процедуру перехода к системе относительно нового вектора базисных неизвестных. В зависимости от типа краевых условий исходная система редуцируется к системе граничных уравнений минимальной размерности первого или второго рода. На третьем этапе осуществляется анализ корректности получившейся системы сингулярных граничных интегральных уравнений с использованием теории символа. Анализ принципиально важной проблемы краевых условий существенно упрощается и может быть выполнен следующим образом. Определяются ранг и базисные вектора линейной оболочки строк матрицы дифференциального оператора. Для систем с кусочно-постоянными коэффициентами особенно удобен анализ краевых условий при помощи исследования миноров соответствующей матрицы, описанной в статье. Невырожденному минору этой матрицы соответствует корректная система граничных интегральных уравнений. На заключительном этапе алгоритма формулируется система линейных алгебраических уравнений для непосредственного приближенного численного решения системы граничных интегральных уравнений. В дальнейшем граничные интегральные уравнения сводятся к системе линейных алгебраических уравнений и решаются методом Гаусса или другим подходящим численным методом. Предложенная методика обладает рядом преимуществ прежде всего при решении новых недостаточно исследованных многомерных краевых задач. В случае классических систем предложенный подход наиболее полезен для случая нестандартных краевых условий. Предложенное интегральное представление применимо и в случае, когда коэффициенты дифференциального оператора системы являются произвольными кусочно-непрерывными функциями. Основной проблемой в данном случае является отыскание матрицы-функции фундаментального решения.

Ключевые слова: *дифференциальные уравнения в частных производных, система, краевая задача, редукция, граничные интегральные уравнения.*

Литература

1. *Жермен -Лакур П., Жорж П.Л., Пистр Ф., Безье П.* Математика и САПР. В 2-х книгах. Том. 2. М.: Мир, 1989. 264 с.
2. *Ж.-Л. Кулон, Ж.-К. Сабоннадьер.* САПР в электротехнике. М.: Мир, 1988. 208 с.
3. *Михлин С.Г.* Линейные уравнения в частных производных. М.: Высшая школа, 1977. 431 с.
4. *Алексидзе М.А.* Фундаментальные функции в приближенных решениях граничных задач. М.: Наука, 1991. 352 с.
5. *Шапиро З.Я.* Первая краевая задача для эллиптических систем дифференциальных уравнений // Матем. сб. 1951. Том 28(70), №1. С. 55-78.
6. *Лопатинский Я.Б.* Об одном способе приведения граничных задач системы дифференциальных уравнений эллиптического типа к регулярным интегральным уравнениям // Укр. Мат. журн. 1953. В. 5, № 2. С. 131-151.
7. *Агранович М.С.* Эллиптические сингулярные интегро-дифференциальные операторы // УМН. 1965. Том 20, выпуск 5(125). С. 3-120.
8. *Панич О.И.* Введение в общую теорию эллиптических краевых задач. Киев.: Вища школа, 1986. 128 с.
9. *Дэвенпорт Дж., Сирэ И., Турнье Э.* Компьютерная алгебра. М.: Мир, 1991. 352 с.
10. *Еднерал В.Ф., Крюков А.П., Родионов А.Я.* Язык аналитических вычислений REDUCE. М.: МГУ, 1988. 176 с.
11. *Климов Д.М., Руденко В.М.* методов компьютерной алгебры в механике. М.: Наука, 1989. 215 с.
12. *Михлин С.Г.* Многомерные сингулярные интегралы и интегральные уравнения. М.: Физматгиз, 1962. 256 с.
13. *Шульга Н.А., Болкисев А.М.* Колебания пьезоэлектрических тел. Киев: Наукова думка, 1990. 228 с.
14. *Далецкий Ю.Л., Крейн М.Г.* Устойчивость решений дифференциальных уравнений в банаховом пространстве. М.: Наука, 1970. 536 с.

THE INTEGRATED EVALUATION OF THE QUALITY OF PHONE CONVERSATION UNDER NEW PERSPECTIVE COMMUNICATION SERVICES

Terekhov Alexey Nikolaevich,
Candidate of Technics sciences, Associate professor at the Department of the General Theory of Communication MTUCI Russia, Moscow, ***kant@srd-mtuci.ru***

Keywords: *intelligibility; quality of serves; quality of experience; integral estimation of the quality; phone speech conversation service; new telephone services introduction; communication between objective parameters and subjective perception; compound numerals.*

The method allows obtaining the integral estimation of the quality of phone speech conversation service in the period of the telecommunication network upgrading and/or new telephone services introduction. While analyzing the information, the new factors that influence the quality of the stationary mode communication industry were explored. The scientific researches including terminal polling, simulation modeling and other evaluations helped to determine the factors that influence user's estimation of quality of the upgrade and/or new telephone services introduction. The analysis of human perception of different auditory stimuli (speech, sound pulses), affecting with a time delay has been made. It was taken into consideration that if the noise (signal) consists of both direct sounds and reflected (delayed) sounds, then this fact is recorded with a correction for the delayed signal (echo). The hardware and software designed to evaluate the parameters of networks providing mobile communications services was developed in this study.

The proposed complex includes: an option of the type of codec, a network parametric variation, a calculation of MOS rated soundtrack by PESQ; and preliminary calculation of the MOS evaluation using a E-type calculator. The calculation of the theoretical values of MOS assessment is made at the input and/or changing of the relevant parameters related to the transmission of IP-packets. The program of the report preparation uses the synthesis at the level of words. In the experiments, intelligibility of compound numerals allowing accurately rate the quality of speech, due to the lack of a logical possibility to recover the missing information out of context is used. The results obtained with the help of the method allow to regulate the subscribers communication between a new phone speech conversation service and new telephone services.

Для цитирования:
Терехов А.Н. Метод интегральной оценки качества телефонного общения при модернизации сетей и/или введении перспективных услуг связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №4. – С. 67-72.

For citation:
Terekhov A.N. The integrated evaluation of the quality of phone conversation under new perspective communication services. T-Comm. 2016. Vol. 10. No.4, pp. 67-72.

The aim of the research isthe development of evaluation method of telecommunication service quality, which may be applied directly over modernization and/or perspective telephone service introduction. Transient, which allows development of communication networks, may cause decrease inthe quality of experience of provided services. The topicality of the research, which allows development of evaluation method of telecommunication service quality and improvement of service quality is base don the fact, that existing methods for evaluation of communication services quality and the operation of the network unable to evaluate quality of experience during the modernization process directly. Objective evaluation methods are used to receive numerical values of quality of experience for telecommunication services. The analysis of the foreign literature showed that investigations, concerning the quality of experience of communication services during the network modernization have not been studied at all. The foreign experience in developing the communication networks shows simultaneous and uniform modernization of telecommunications, which explains lack of the evaluating service quality method of phone services. Domestic researches on telecommunications modernization quality have been conducted at the "broadcasting and electro-acoustic" chair in MTUCI. Previous researches could not be expected to undertake specification of network modernization (year 2013), there fore, the development of evaluating method and means of improving the quality of experience for telecommunications has been performed.

Some changing parameters have been identified and taken into account with a view to ensuring the guaranteed quality of the services and detecting allowed level of its loss as a result of communication network development. Typical reasons for the decline in the quality of the telephone services, based on the *Quality of Experience (QoE),* are noise and interference impacts, as well as *Network Performance (NP)* and *Quality of Service (QoS)* effects. For the current subscribers QoE reduction aggravated by long running and varied modernization process.

Analysis of chosen references and requirements documents, adapted to the evaluation of the quality of phone conversation under development and/or introduction of new perspective communication services, showed absence of: methods, which enable integrated evaluation of the provided phone services quality, based on modern communication networks. Developing of evaluating method and means of improving the quality of experience is aimed to provide guaranteed quality of experience directly during the modernization of the telecommunication network.

The novelty of the research is that during the process:

– It has been done the development of the integrated evaluation method of the telecommunication service quality, offering accounting the customer's perception of telecommunication network modernization process and/or perspective telephone service introduction and providing articulation of the requirements of a "Customer's informational support during the period of the telecommunication network modernization and/or perspective telephone service introduction" service;

– quality of experience evaluation algorithm for phone service customers, which accounts subjective component of effective dial attempt rate and specific to Russian language during the compound numerals transmission over packet switched networks, have been made and implemented on PC [7, 9];

– it has been developed the procedure for assessing the probability of listing subscribers to notify about the telecommunication network modernization process and/or perspective telephone service introduction, guaranteeing the quality of experience;

– it has been developed the communication network perception criteria for notifying subscribers during the telecommunication network modernization process and/or perspective telephone service introduction, that allows termination threshold determination for subscriber's notification, considering environment parameters of data transmission.

In the course of research, an analysis had been undertaken to determine the main methods and tools for assessing the quality of telephone communication services. An analysis of results revealed that modern evaluation of phone services quality method is based on the quality of experience (QoE). QoE assessment of telephone service should provide: voice transmission; provisioning; network operation; user service; channels etc.

Phone service QoE components are proposed and grounded. It is revealed that time-consuming process of accessing information is the defining for the phone service QoE evaluation.

It was suggested to use compound numerals (during the phone number change), as the speech units most sensitive to the jitter and IP-packet latency, for the speech intelligibility detection, carried by IP-networks. Following indicators have been proposed for the evaluation of the phone service quality and discomfort appearing threshold: intelligibility; speech recognition and naturalness in various acoustic environments; phone number length; effects of channel parameters, recordings and coding methods; duration of customer's notification period; storage volality and safety of transmitting information; subscriber's psychophysiology.

There have been made opinion polls among subscribers to identify the part of different factors and weight ratio, depending on QoE. Questions percentage ratio, defined as priority ones by the respondents, offer provisional weight ratio (table 1) for the main component of QoE [4, 5].

Opinion polls provided assessment of customer's satisfaction and detect problem areas of services. Accuracy and reliability of information is confirmed by the representative selection and closeness of subject and polling questions. Total number in units and parts to the total percentage number of polled is the results of the polling. According to the social polling results, a simulation and software product, which allow the quality of speech transmission evaluation, have been made in order to inform subscribers about telephone number change.

For the evaluation of speech intelligibility it is used either relative or percentage amount of correctly received speech units by specially trained listeners from the total number of transmitted ones. Numeric intelligibility, that accurately evaluate the quality of the transmitting speech, by eliminating the logical ability to recover missed information from the context, is used in the experiment. It is concerned, that during the soundtrack synthesis, reliable pause perception for voice signal should last 150-200 ms [6, 7].

Integral performance index is calculated by formula:

$$I_{QoE}(QoS) = K_{ECA\ INT.} + \sum_{i=2}^{n} K_i Y_i(X_i), \quad (1)$$

Integral performance index is calculated by formula:

$$K_{ECA\ INT} = K_{ECA\ QoS} K_{ECA\ QoE} K_{rep.\ LMI}, \quad (2)$$

where $K_{ECA\ QoS}$ – effective call attempt ratio, defined by [6]; $K_{rep.\ LMI}$ – adjusting factor, without perception of subscribers response; $K_{ECA\ QoE}$ – effective call attempt ratio, concerning subjective factors.

Table 1

Criteria and factors of Quality of experience (QoE) in communication services

Component stress factor	**Absolute (relative) component stress factor** $x_i = x_{current} / x_{threshold}$					**Interconnection rate** α_1	$K_{ECA\ QoE}$
Duration of changing parameters' notification period, months	0 (0)	3 (1,78)	6 (2,44)	12 (2,87)	more than 12 (2,89)	0,28	0,325
Phrase intelligibility, %	less than 25 (0,044)	25-40 (0,22)	40-56 (2)	56-80 (2,4)	80-100 (2,88)	0,24	0,182
Number of QMC before answer, pcs.	more than 12 (0,021)	9-12 (0,023)	6-9 (1,1)	3-6 (1,88)	less than 3 (2,33)	0,18	0,011
Phone number variations	5 (0,020)	4 (0,024)	3 (1,04)	2 (1,55)	1 (1,66)	0,14	0,05
Required quality of information transfer	1 (0,019)	2 (0,025)	3 (0,11)	4 (1,11)	5 (1,4)	0,075	0,015
Background noise level, dBA	more than 75 (0)	65-75 (0,018)	55-65 (0,026)	45-55 (0,29)	less than 45 (1,33)	0,07	0,028
Signal / noise ratio, dB	lessthan6 (0)	6-15 (0,020)	15-25 (0,024)	25-35 (0,066)	more than 35 (0,22)	0	0
Private indicator weight ratio (ω_i)	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0		
Assessment of the difficulties	very strong	strong	medium	easy	not felt		
Point-based assessment	1	2	3	4	5		
Percent age assessment	20	40	60	80	100		
MOS-evaluation of perceived information	< 1,7	1,7-2,5	2,5-3,0	3,0-4,0	4,0-4,5		
Subscriber's service quality	unacceptable	unsatisfactory	satisfactory	good	excelent		
$K_{ECA\ QoS}$ – effective call at tempts ratio, defined by [GD 45.056-2000]							0,99999
$K_{ECA\ QoE}$ – effective call attempts ratio, considering subjective subscriber's perception of objective network parameters (simulation)							0,536
$K_{rep.\ LMI}$ – factor, which consider calls on changed numbers with LMI installed (if all numbers are changed $K_{rep.\ LMI} = 0,5$, for no changes $K_{rep.\ LMI} = 1$)							0,5 – 1
$K_{ECA\ INT} = K_{ECA\ QoS} K_{ECA\ QoE} K_{rep.\ LMI}$ – effective call at tempts integrated ratio							0,268 – 0,536
$K_{ECA\ QoEe}$ – effective call attempts ratio, considering subjective subscriber's perception of objective network parameters (Natural experiment)							0,571
Relative error of simulations and natural experiment							6,5 %
$x_{current}$ – factor current value							
$x_{threshold}$ – factor perception threes hold at the level of research errors (45 answers or 3%)							
During the post modernization period, factors, defining quality of experience, may change.							

$$K_{ECA\ QoE} = \sum_{j=1}^{m}\left(N_{CDN\ QoE}\right) / \sum_{j=1}^{m}\left(N_{total\ QoE}\right), \quad (3)$$

where $N_{CDN\ QoE}$ – amount of correctly dialed phone numbers; $N_{total\ QoE}$ - total amount of numbers dialed by each expert; m – number of experts.

$$K_{rep.\ LMI} = 1 - 0,5\left(N_{cng.\ calls} / N_{tot.\ calls}\right), \quad (4)$$

where $N_{cng.\ calls}$ – amount of calls to changed number; $N_{tot.\ calls}$ – total amount of calls. In the process of weight coefficient assignation, expert regressive method of weight coefficients determination against which and expression for the $K_{ECA\ INT}$, determined in the (2, 3, 4), formula 1 will be as follows:

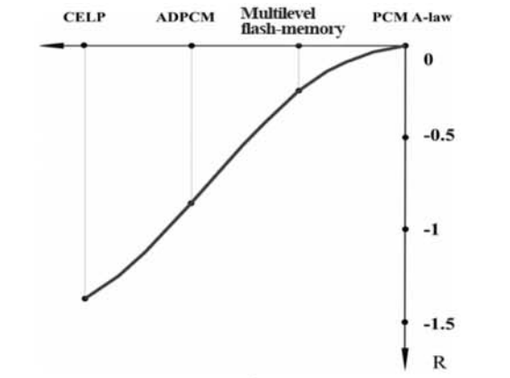
$$I_{QoE}(QoS) = K_{ESA\ QoS}\left(\sum_{j=1}^{m}\left(N_{CDN\ QoE}\right) / \sum_{j=1}^{m}\left(N_{total\ QoE}\right)\right)\left(1 - 0,5\left(N_{cng.\ numb.} / N_{tot.\ numb.}\right)\right) + \sum_{i=2}^{n} K_i Y_i, \quad (5)$$

where $N_{CDN\ QoE}$ – Amount of correctly dialed phone numbers; $N_{total\ QoE}$ – total amount of numbers dialed by each expert; m – number of experts, $N_{cng.\ numb.}$ – amount of changed numbers, $N_{tot.\ numb.}$ – total amount of numbers [7].

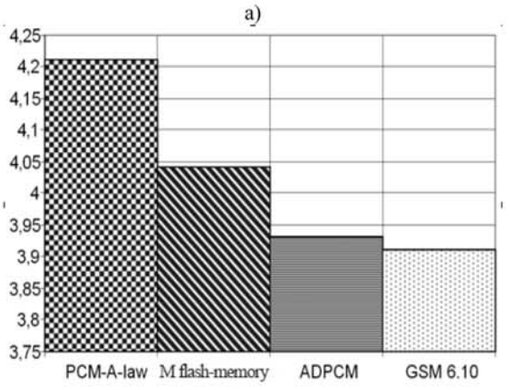
$K_{rep.\ LMI}$ is influenced by encoding methods, used in notification. Results, shown in the figure 1, describe the method for evaluation of speech transmission quality, made by subjective methods for encoding and information recording methods [1, 2], used during notifications about the telecommunication network modernization and/or perspective telephone service introduction.

$K_{rep.\ LMI}$ is also influenced by phrase intelligibility of compound numerals, which is defined by the pause duration between its elements.

Figure 2 presents the dependence of phrase intelligibility of compound numerals on the duration of pauses [7, 10], which was revealed in the course of the research.



а)



б)

Figure 1. Methods for subjective evaluation of speech transmission quality: a) psychological reaction scale for the different encoding methods; б) results for the voice quality evaluation by specific categories (score)

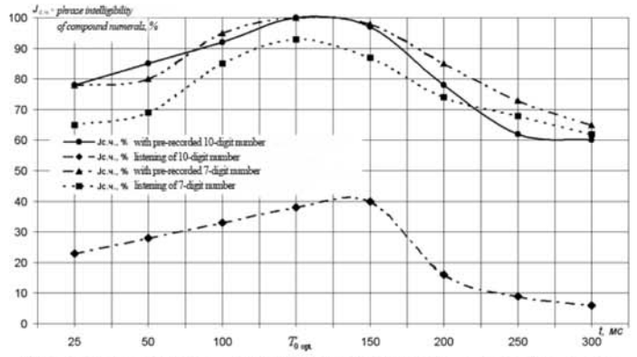


Figure 2. Dependence of phrase intelligibility of compound numerals on the duration of pauses between its elements

Switching to the IP-technologies entails the choice of ATE software implementation, which may be located either in the cloud, or on the office server, as well as to use *Software as a Service* (***SaaS***), through organizing certain functionalities as a service. In case of cloud phone communication development towards the *SaaS* model, subscriber receives the service with clear agreed parameters. The application of new technologies makes it necessary to develop new methods for evaluation of voice transmission quality. Distortion specifics of the speech in the telecommunication networks should be taken into account, when developing methods for evaluation of voice transmission quality. The most known methods of voice quality evaluation (fig. 3) are divided into subjective and objective.

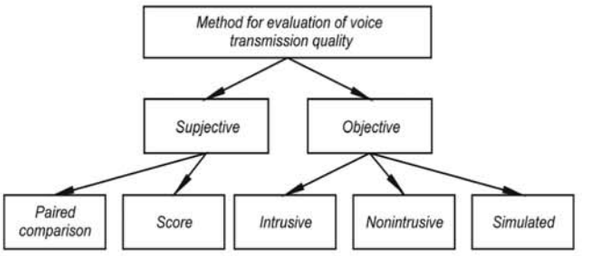


Figure 3. Methods for evaluation of voice transmission quality

Subjective methods include paired comparison method and score. Objective methods are divided into intrusive, nonintrusive and simulated ones. Intrusive methods are based on comparison of desired signal and distorted one. Intrusive methods for evalution of voice transmission quality include *Perceptual evaluation of speech quality* (*PESQ*) and *Perceptual objective listening quality assessment* (*POLQA*). High accuracy and correlation with subjective evaluation methods are reached by Intrusive methods for evaluation of voice transmission quality. The lack of intrusive methods is the increasing of communication network traffic, which will inevitably lead to the voice quality degradation in case of mass transmission to the ATE with cloud-based technologies.

Nonintrusive methods, based on *Single-ended method for objective speech quality assessment in narrow-band telephony applications* allow assess quality of speech without using model signal. Passive (nonintrusive) methods have less accuracy than intrusive, but no need for the model signal determines significant factor in the organization of cloud-based ATE technologies. Method, used in *POLQA*, is the alternative for the *PESQ*, which allows evaluation of voice transmission quality over new and old telecommunication networks, as well as over their combinations.

Accuracy for evaluation of voice transmission quality, using *POLQA* method, compared to *PESQ* is 27% more for narrow-band signals and 56% for broadband ones.

Simulated methods based on E-model and designed for planning of telecommunication networks are successfully applied in voice transmission quality monitoring.

All of the methods for evaluation of speech transmission quality mentioned above do not take into account specifics of Russian language during transmission of compound numerals.

English language, which is main for all of the communication network equipment, uses *and*, ensuring precise perception of compound numerals.

The resulting dependence of phrase intelligibility of compound numerals on the duration of pauses permits an assessment of speech transmission quality using *E-model.*

The results of the research

1. It has been made a development of the method for the integrated evaluation of the phone service quality, with a consideration of customer's perception of network development process, allowing to state a requirement to the "Customer's information support on the period of the telecommunication network modernization and/or perspective telephone service introduction"

service. Introduction to the new service requirements will provide guaranteed quality of service under modernization and/or perspective telephone service introduction.

2. It has been made the development of evaluation method of telecommunication service quality, which may be applied directly over modernization and/or perspective telephone service introduction on the packet-switched networks.

3. Algorithm for simulation modeling of evaluation of telecommunication service quality, taking into consideration communication network parameters, have been developed and implemented on PC. It has been adapted the modernization method for calculation of effective call attempt coefficient, based on quality of service perception for the process of network modernization and/or during the perspective telephone service introduction. Simulation results show, that dependencies of necessary number of notification about modernization process and/or perspective telephone service introduction on different factors have been obtained.

4. Reasons for the decrease in quality of experience of communication services during the network modernization and/or perspective telephone service introduction have been discovered. A possibility of application the recommendation concerning the international organizations for standardization the QoE and QoS to provide the numerical evaluation of decrease has been discovered;

5. Criteria of perception of quality, evaluations of quality related to them, their permissible range and the algorithm for detecting the probability of cessation the notifications about the modernization process and/or perspective telephone service introduction have been developed;

6. Encoding methods and ways of recording speech for the data messaging synthesis, considering the specifics of perception of compound numeral, used in network modernization and/or perspective telephone service introduction have been analyzed.

7. The received results of the research have been introduced in the Moscow city telephone network as a devices for notification about the process of network modernization and/or perspective telephone service introduction, and implemented in section concerning the quality of phone service perception, which were suggested by OJSC "Rostelecom" in 2012, of the research project "Development of Quality of Experience (QoE) methods for multiple-system services on parameters of Quality of Service and the concept of automatic continuous control of phone transmission quality "end-to-end"".

The results of the research were obtained using elements of probability theory methods and theory of mass service. In order to assess the quality of voice transmission and intelligibility some subjective (paired comparison, score) and objective (intrusive, nonintrusive, simulated) methods have been used, as well as computer modeling, with experimentally confirmed results. The implementation of the evaluation method of telecommunication service quality and means of it's improving in the period of the modernization process and/or perspective telephone service introduction, as well as experimental testing of the developed methods, models and hardware and software development tools have been made. Achieved results are strongly suggested to be used by telecom operators, planning and research organizations in order to assess the quality of current and planned telecommunication services, even during modernization of the networks. The research can serve as a basis for further evaluation of the service quality, provided by the packet-switched systems.

Conclusions

1. Analysis of present legal proceedings, adapted to the evaluation of the telecommunication voice services quality, on the period of modernization process and/or perspective telephone service introduction has shown an absence of methods for integrated evaluation of quality of experience (QoE), taking into account subscriber's reaction.

2. One of the possible options for the Quality of Experience assessment and its correlation with objective parameters (QoS) of communication networks may be suggested method for detection of effective call attempt ratio.

3. Developed method includes algorithm and software for effective call attempt ratio evaluation of one of the main QoS indicators based on subjective reaction of subscriber.

4. During the integrated evaluation of the quality of the phone conversation should be considered such aspects as influence of channel interference, including ones, that appear during IP transmission; volume of acoustic noise; encoding methods, used in telecommunication networks and audio-information services for the data message synthesis with specifics of transmitted compound numerals permission taken into account.

References

1. *Terekhov A.N.* Relative method of express - evaluation of voice quality in audio information systems. Proceedings of the International Joint school and conference «Young Scientists in Electronics: Science, Technology and Education». «Young scientists – 2006». Part 1. Moscow. Energoatomizdat. MIREA. December 5-9. 2006. Pp. 175-179. (*in Russian*)

2. *Terekhov A.N., Orlov V.G.* Evaluation of speech quality in the PSTN audio information devices. Fundamental problems of radio engineering and device construction. Proceedings of the International Scientific and Technical Conference «Intermatic – 2008». Part 5. Moscow. Energoatomizdat. MIREA. October 21-23, 2008. Pp. 272-277. (*in Russian*)

3. *Terekhov A.N.* Improving the reliability of establishing a telephone connection with audio information devices / T-Comm. 2011. No.2, pp. 44-46. (*in Russian*)

4. *Terekhov A.N., Rysin Y.S.* Algorithm for assessing the impact of negative factors on the quality of telephone communication / T-Comm. 2012. No.10, pp. 96-98. (*in Russian*)

5. *Terekhov A.N.* The draft methodology for calculating the optimum amount of audio information devices required to inform subscribers of the PSTN telephone numbering change / T-Comm. 2012. No. 4. Pp. 79-82. (*in Russian*)

6. *Terekhov A.N., Rysin Y.S.* Effect of breaks in transmission compound numerals on IP-communication networks upon a factor of effective call attempts. International scientific and technical conference. Fundamental problems of radio engineering and device construction. Proceedings of the International Scientific and Technical Conference «Intermatic – 2012». Part 5. Moscow. Energoatomizdat. MIREA. December 3-7. 2012. Pp. 98-103. (*in Russian*)

7. *Terekhov A.N.* Project method of calculating the optimum number of answering machines, necessary to inform the PSTN subscribers to amend the phone numbers / T-Comm. 2012. No.10. Pp. 112-116. (*in Russian*)

8. *Terekhov A.N., Rysin Y.S., Venediktov M.D.* Hardware-software complex for estimating parameters of networks, allowing phone communication services / T-Comm. 2013. Vol. 7. No.8. Pp. 39-43. (*in Russian*)

9. *Terekhov A.N.* Analysis of the possibility of estimation of quality of voice PBX, based on cloud technologies. International scientific and technical conference. Fundamental problems of radio engineering and device construction. Proceedings of the International Scientific and Technical Conference «Intermatic – 2014». Part 5. Moscow. Energoatomizdat. MIREA. December 1-5, 2014. Pp. 255-257. (*in Russian*)

10. *Terekhov A.N., Rysin Yu.S.* Some perception thresholds of delayed acoustic signals (echoes) / T-Comm. 2015. Vol. 9, No.4. Pp. 51-53. (*in Russian*)

МЕТОД ИНТЕГРАЛЬНОЙ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ТЕЛЕФОННОГО ОБЩЕНИЯ ПРИ МОДЕРНИЗАЦИИ СЕТЕЙ И/ИЛИ ВВЕДЕНИИ ПЕРСПЕКТИВНЫХ УСЛУГ СВЯЗИ

Терехов Алексей Николаевич,
к.т.н., доцент кафедры ОТС МТУСИ, kant@srd-mtuci.ru

Аннотация
Представленный метод позволяет получить интегральную оценку качества речевых телекоммуникационных услуг, предоставляемых абонентам в период модернизации телекоммуникационных сетей и/или введения перспективных услуг связи. Анализ нормативной базы выявил основные факторы, влияющие на качество услуг связи, оказываемых при функционировании телекоммуникационных сетей в стационарном режиме. Проведенные исследования, выполненные с позиции абонентов, включающие: репрезентативные опросы; результаты имитационного моделирования; оценки, полученные в ходе натурного эксперимента, определили доминирующие показатели, влияющие на абонентскую оценку качества при модернизации сетей и/или введении перспективных услуг связи. Приведён краткий анализ восприятия человеком различных звуковых раздражителей (речи, звуковых импульсов, постоянных и не постоянных шумов, тональных шумов) действующих на него с временной задержкой. Учтено, что если шум (сигнал) состоит как из прямых звуков, так и отражённых (запаздывающих) звуков, то этот факт учитывается с помощью поправки на запаздывающий сигнал. В работе разработано аппаратное и программное обеспечение, предназначенное для оценки параметров сетей, предоставляющих услуги мобильной связи. Предлагаемый комплекс предусматривает: возможность выбора типа кодека; изменение сетевых параметров; расчет MOS оценки фонограммы методом PESQ; предварительный расчет MOS-оценки при помощи калькулятора E-модели. Расчет теоретических значений MOS-оценки производится при вводе и/или изменении соответствующих параметров, относящихся к передаче IP-пакетов. В программе для формирования сообщений использован синтез на уровне слов. В эксперименте использована разборчивость сложносоставных числительных, позволяющая точно оценить качество передаваемой речи, за счет отсутствия логической возможности восстановить пропущенную информацию из контекста. Результаты, полученные с использованием данного метода, и учитывающие взаимосвязь между объективными параметрами телефонного общения и субъективными показателями их восприятия, способны регламентировать отношения между операторами, предоставляющими новые услуги связи, и их потребителями – абонентами, в том числе и при модернизации телекоммуникационных сетей.

Ключевые слова: *разборчивость; качество оказания услуги; качество обслуживания; интегральная оценка качества; телекоммуникационные услуги; введение новых услуг и качество их предоставления; связь между объективными параметрами и субъективным восприятием; сложносоставные числительные.*

Литература

1. *Терехов А.Н.* Относительная методика экспресс-оценки качества передачи речи в аудиоинформационных системах. Международная научно-техническая школа-конференция "Молодые учёные – 2006". Материалы конференции, Часть 1. М.: МИРЭА, 5-9 декабря 2006. С. 175-179.
2. *Терехов А.Н., Орлов В.Г.* Оценка качества речи в аудиоинформационных устройствах для телефонных сетей общего пользования. Международная научно-техническая конференция. Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения "Интерматик – 2008". Материалы конференции. М.: Энергоатомиздат, 21-23 октября 2008. С. 272-277.
3. *Терехов А.Н.* Повышение надёжности установления телефонного соединения за счёт использования аудиоинформационных устройств // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, №2, 2011. С. 44-46.
4. *Терехов А.Н., Рысин Ю.С.* Алгоритм оценки влияния негативных факторов на качество телефонного общения // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, №10, 2012. С. 96-98.
5. *Терехов А.Н.* Проект методики расчёта оптимального количества аудиоинформаци-онных устройств, необходимого для информирования абонентов ТфОП об изменении телефонной нумерации // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, №4, 2012. С. 79-82.
6. *Терехов А.Н., Рысин Ю.С.* Влияние пауз при передаче сложносоставных числи-тельных по IP-сетям связи на коэффициент эффективных попыток вызова. Международная научно-техническая конференция. Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения "Интерматик – 2012". Материалы конференции, Часть 5. М.: Энергоатомиздат, 3-7 декабря 2012. С. 98-103.
7. *Терехов А.Н.* Проект методики интегральной оценки качества телефонного общения при модернизации сетей и/или введении новых услуг связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, №10, 2012. С. 112-116.
8. *Терехов А.Н., Рысин Ю.С., Венедиктов М.Д.* Программно аппаратный комплекс для оценки параметров сетей, обеспечивающих телефонные услуги связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, Т.7., №8, 2013. С. 39-43.
9. *Терехов А.Н.* Анализ возможности применения методов оценки качества передачи речи для АТС, выполненных на базе облачных технологий. Международная научно-техническая конференция. Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения "Интерматик – 2014". Материалы конференции, Часть 5. М.: Энергоатомиздат, 1-5 декабря 2014. С. 255-257.
10. *Терехов А.Н., Рысин Ю.С.* Некоторые пороги восприятия запаздывающих акусти-ческих сигналов (эхо-сигналов) // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт, № 4, 2015. С. 51-53.