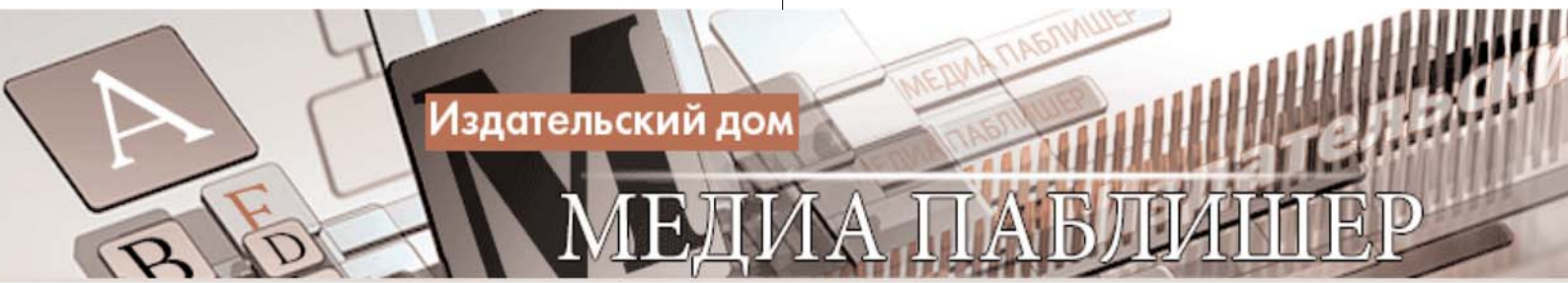

Научный журнал "T-Comm: Телекоммуникации и транспорт"

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

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия

Свидетельство о регистрации СМИ:
ПИ № ФС77-55956.
Дата выдачи: 07 ноября 2013 г.

Язык публикации: русский, английский.

Территория распространения:
Российская Федерация, зарубежные страны

Тираж: 1000 экз.
Периодичность выхода: 12 номеров в год
Стоимость одного экземпляра: 1000 руб.

Плата с аспирантов за публикацию рукописи не взимается

Предпечатная подготовка:
ООО "ИД Медиа Паблишер"

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

© ООО "ИД Медиа Паблишер", 2020

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

Адрес типографии
Москва, ул. Складочная, д. 3, корп. 6

Индексация журнала:
Ulrich's Periodicals Directory; elibrary.ru (РИНЦ)
Google Scholar; CyberLeninka (Open Schience);
Bielefeld Academic Search Engine (BASE); OCLC WorldCat;
Registry of Open Access Repositories (ROAR)

Journal is registered by Federal Service for monitoring compliance with cultural heritage protection law

Media Registration Certificate
PI No. FS77-55956. Date of issue: November 7, 2013

Publication language: Russian, English.

Distribution Territory: Russian Federation, foreign countries

All articles 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", 2020

Editorial and Publisher Address
111024, Russia, Moscow, Aviamotornaya str. 8, bloc 1, office 512-514
e-mail: t-comm@media-publisher.ru.
Tel.: +7 (495) 957-77-43

ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ДОМ МЕДИА ПАБЛИШЕР

ПОЛНЫЙ ЦИКЛ ПОДГОТОВКИ КНИГ, ПЕРИОДИЧЕСКИХ ИЗДАНИЙ И РЕКЛАМНОЙ ПРОДУКЦИИ

ПРОФЕССИОНАЛЬНОЕ ЛИТЕРАТУРНОЕ И ТЕХНИЧЕСКОЕ РЕДАКТИРОВАНИЕ

ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННАЯ ОФСЕТНАЯ И ЦИФРОВАЯ ПЕЧАТЬ

www.media-publisher.ru

T•Comm
Телекоммуникации и транспорт
ТОМ 14. №2-2020
Дата выхода: 20.02.2020 г.

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
Анютин Александр Павлович
(д.ф.-м.н., профессор, член программного и оргкомитетов WSEAS), Россия, Мексика
Бугаев Александр Степанович
(академик РАН), Россия
Вааль Альберт
(д.т.н., старший научный сотрудник Ганноверского университета им. Лейбница на кафедре коммуникационной техники), Германия
Варламов Олег Витальевич
(д.т.н., в.н.с. МТУСИ), Россия
Головачев Юлиус
(управляющий консультант Detecon Intarnational GmBH), Германия
Гребенников Андрей Викторович
(Sumitomo Electric Europe), Великобритания
Данилов Владимир Григорьевич
(д.ф-м.н., профессор МИЭМ, НИУ ВШЭ), Россия
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
Ибрагимов Байрам
(д.т.н., профессор Азербайджанского технического университета, АзТУ), Азербайджан
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
Омельянов Георгий Александрович
(д.ф.-м..н., Университет де Сонора, факультет математики, Эрмосильо), Мексика
Самойлов Александр Георгиевич
(д.т.н., профессор Владимирского государственного университета им. А.Г. и Н.Г. Столетовых), Россия
Сысоев Николай Николаевич
(д.ф-м.н., декан физического факультета МГУ им. М.В. Ломоносова), Россия
Чиров Денис Сергеевич
(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия
Шаврин Сергей Сергеевич
(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия
Шарп Майкл
(д.э.н., Европейский институт стандартизации – ETSI), Великобритания
Яшина Марина Викторовна
(д.т.н., профессор, МТУСИ), Россия

www.media-publisher.ru

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Босый А.С., Шлёнских Д.А., Овчаренко К.Л., Тимошенко А.В.
Разностно-дальномерной метод оценивания координат источников радиоизлучения на основе искусственных нейронных сетей с пеленгованием в дальней зоне 4

Шелухин О.И., Осин А.В., Костин Д.В.
Диагностика "здоровья" компьютерной сети на основе секвенциального анализа последовательностных паттернов 9

СВЯЗЬ

Рыжков А.В., Шварц М.Л.
Пути формирования прецизионной шкалы времени национальной сети связи 17

Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б.
Проблема повышения спектральной эффективности и емкости в перспективных системах связи 6G 25

ИНФОРМАТИКА

Бурлов В.Г., Грачев М.И.
Оценивание эффективности принятия управленческих решений в социально-экономических системах на примере учебного заведения высшего образования 32

ПУБЛИКАЦИИ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Яушев С.Т., Файзуллин Р.Р., Лернер И.М.
Квазидетерминированный алгоритм разрешения произвольно флуктуирующих сигналов и хаотических импульсных помех 39

Титовец П.А.
Методика повышения шумовой добротности осесимметричных зеркальных антенн земных станций спутниковой связи 45

ТРАНСПОРТ

Маховикова Ю.В., Мироненко С.Н., Девятков А.В., Шамлицкий Я.И.
Обзор алгоритмов поиска оптимального маршрута транспортных средств 52

CONTENT

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

Bosyy A.S., Shlyonskikh D.A., Ovcharenko K.L., Timoshenko A.V.
Difference-range method of estimating coordinates of radio emission sources based on artificial neural networks with bearing in the distant zone 4

Sheluhin O.I., Osin A.V., Kostin D.V.
Health monitoring of a computer network based on sequential analysis of serial pattern 9

COMMUNICATIONS

Ryzhkov A.V., Schwartz M.L.
Ways of forming a precision time scale of the national communication network 17

Bakulin M.G., Kreyndelin V.B.
The problem of spectral efficiency and capacity increase in perspective 6G communication systems 25

COMPUTER SCIENCE

Burlov V.G., Grachev M.I.
Evaluation of the efficiency of making management decisions in socio-economic systems on the example of educational institutions of higher education 32

PUBLICATIONS IN ENGLISH

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

Yaushev S.T., Faizullin R.R., Lerner I.M.
Quasi-determined algorithm for resolution of randomly fluctuating signals and chaotic pulse interference 39

Titovets P.A.
Technique for increasing the antenna gain-to-noise-temperature of satellite communications earth stations with axisymmetric reflectors 45

TRANSPORT

Mahovikova J.V., Mironenko S.N., Devjatkov A.V., Shamlitskiy J.I.
Overview of algorithms for finding the optimal route for vehicles 52

T•Comm
Telecommunications and transport
Volum 14. №2-2020
Release date: 20.02.2020

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: Svetlana S. Dymkova
ds@media-publisher.ru

Editor in Chief: Dr. Valery O. Tikhvinskiy

Editorial board

Adzhemov Artem S.
Doctor of sciences, Professor MTUCI, Russia
Anyutin Alexander P.
Doctor of sciences, Professor , member of the program and organizing committee WSEAS, Russia, Mexico
Bugaev Alexander S.
Academician of the RAS, Russia
Corbett Rowell
Full Professor: Electronic & Electrical Engineering Nazarbayev University, Hong Kong (China), USA
Chirov Denis S.
Doctor of sciences, MTUCI, Russia
Danilov Vladimir G.
Doctor of sciences, Professor MIEM, HSE, Russia
Dulkeyts Eric
Ph.D., chief executive officer of the corporation Detecon, USA
Golovachyov Julius
Managing Consultant Detecon Intarnational GmBH, Germany
Grebennikov Andrey
Ph.D., Sumitomo Electric Europe, United Kingdom
Ibrahimov Bayram
Ph.D., Professor of Azerbaijan Technical University (AzTU), Azerbaijan
Kuzovkova Tatyana A.
Doctor of sciences, MTUCI, Russia
Kyurkchan Alexander G.
Doctor of sciences, Professor MTUCI, Russia
Omel'yanov Georgii A.
Doctor of sciences, Universidad de Sonora, Department of Mathematics, Hermosillo, Mexico
Samoilov Alexander G.
Doctor of sciences, VLSU, Russia
Sharpe Michael
PhD, European Standards Institute – ETSI, United Kingdom
Shavrin Sergey S.
Doctor of sciences, MTUCI, Russia
Sysoev Nikolai N.
Doctor of sciences, Dean of the Faculty of Physics of Moscow State University. Lomonosov, Russia
Varlamov Oleg V.
Doctor of sciences, MTUCI, 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.
Doctor of sciences, Corresponding member of the Russian Academy of Sciences, Honored Scientist of Russia, Russia

www.media-publisher.ru

РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ С ПЕЛЕНГОВАНИЕМ В ДАЛЬНЕЙ ЗОНЕ

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-1-4-8

Босый Александр Сергеевич,
Череповецкое высшее военное инженерное ордена Жукова училище радиоэлектроники (ЧВИИУРЭ), г. Череповец, Россия, ***sanboss90@mail.ru***

Шлёнских Денис Александрович,
Военно-космическая академия имени А.Ф.Можайского (ВКА имени А.Ф.Можайского), г. Санкт-Петербург, Россия, ***sshlyon@gmail.com***

Овчаренко Константин Леонидович,
Военно-космическая академия имени А.Ф.Можайского (ВКА имени А.Ф.Можайского), г. Санкт-Петербург, Россия, ***kostao@ya.ru***

Тимошенко Александр Васильевич,
АО "Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца", Москва, Россия; Национальный исследовательский университет "МИЭТ", Москва, Россия, ***u567ku78@gmail.com***

Ключевые слова: *определение местоположения, источник радиоизлучения, разностно-дальномерной метод, пеленгование; нейронные сети.*

Необходимость определения местоположения источников радиоизлучения (ИРИ) возникает при решении задач различных прикладных задач. Наиболее распространенными методами определения местоположения ИРИ являются разностно-дальномерные методы. Применение разностно-дальномерных методов на практике позволяет добиться довольно высокой точности определения местоположения ИРИ, находящегося в ближней зоне, то есть внутри области, ограниченной измерительными пунктами. Вместе с тем с удалением ИРИ от измерительных пунктов значительно увеличивается погрешность оценивания его координат. Представлен новый разностно-дальномерный метод определения местоположения ИРИ в дальней зоне с применением нейронной сети.
В качестве дополнительной информации об ИРИ в дальней зоне, где погрешность оценок координат значительно превышает допустимые значения, предложено оценивать пеленг на ИРИ. В качестве искусственной нейронный сети выбрана двухслойная сеть с прямой связью, одним скрытым слоем из пятидесяти одного нейрона типа гиперболический тангенс и одним выходным слоем из трех нейронов с линейной функцией активации. В результате математического моделирования получены оценки точности вычисления координат ИРИ, находящегося в ближней зоне, а также оценки точности пеленгования ИРИ, находящегося в дальней зоне. Применение разработанного метода целесообразно при реализации программной части комплексов радиоэлектронного контроля для противодействия нелегитимному использованию частотно-временного ресурса систем связи коммерческого назначения. Другим преимуществом разработанного метода является то, что его реализация на практике не требует изменения аппаратной части существующих комплексов радиоконтроля и может быть выполнена путем обновления программного обеспечения.

Информация об авторах:
Босый Александр Сергеевич, *Череповецкое высшее военное инженерное ордена Жукова училище радиоэлектроники (ЧВИИУРЭ), младший научный сотрудник, к.т.н., г. Череповец, Россия*
Шлёнских Денис Александрович, *Военно-космическая академия имени А.Ф.Можайского (ВКА имени А.Ф.Можайского), начальник 321 лаборатории 32 кафедры, г. Санкт-Петербург, Россия*
Овчаренко Константин Леонидович, *Военно-космическая академия имени А.Ф.Можайского (ВКА имени А.Ф.Можайского), старший научный сотрудник - старший бортовой оператор 462 лаборатории,, г. Санкт-Петербург, Россия,*
Тимошенко Александр Васильевич, *АО "Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца"; Национальный исследовательский университет "МИЭТ", заместитель генерального конструктора, доктор технических наук, профессор, Москва, Россия,*

Для цитирования:
Босый А.С., Шлёнских Д.А., Овчаренко К.Л., Тимошенко А.В. Разностно-дальномерной метод оценивания координат источников радиоизлучения на основе искусственных нейронных сетей с пеленгованием в дальней зоне // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №2. С. 4-8.

For citation:
Bosyy A.S., Shlyonskikh D.A., Ovcharenko K.L., Timoshenko A.V. (2020) Difference-range method of estimating coordinates of radio emission sources based on artificial neural networks with bearing in the distant zone. *T-Comm*, vol. 14, no.2, pp. 4-8. (*in Russian*)

Введение

Необходимость определения местоположения (ОМП) ИРИ возникает при решении задач радиолокационного наблюдения, радионавигации и радиоэлектронного контроля. Современные системы ОМП ИРИ гражданского назначения широко применяются для отыскания потерпевших в зонах стихийных бедствий и чрезвычайных ситуаций [1, 2], а также при мониторинге радиочастотного спектра на предмет его нелегитимного использования [3]. Так, например, несанкционированное использование ограниченного частотного ресурса приводит к возникновению помех и снижению качества функционирования системы связи в целом.

В настоящее время наиболее широкое распространение получили так называемые двухэтапные методы ОМП ИРИ, на первом этапе которых выполняется оценивание координатно-информативного параметра (КИП) [4], а вычисление оценок параметра положения (ПП) и оценивание координат ИРИ выполняется на втором этапе.

При радиоэлектронном контроле наиболее часто в качестве КИП используют взаимную задержку радиосигналов ИРИ. Для её измерения применяются методы корреляционной обработки принятых радиосигналов, где разность прихода радиосигналов определяется из положения максимума их взаимной корреляционной функции [5]. В этом случае для определения ПП используется разность дальности, а при оценивании координат ИРИ применяется разностно-дальномерный метод. Следует отметить, что для однозначного определения координат ИРИ требуется вычислить три разности дальности, соответственно в состав системы ОМП ИРИ необходимо включить как минимум четыре измерительных пункта.

Применение разностно-дальномерного метода на практике позволяет добиться довольно высокой точности ОМП ИРИ, находящегося в ближней зоне, то есть внутри области, ограниченной измерительными пунктами [6, 7]. Вместе с тем с удалением ИРИ от измерительных пунктов значительно увеличивается погрешность оценивания его координат. Известный способ разностно-дальномерного пеленгования позволяет вычислять пеленг на ИРИ, находящегося в дальней зоне [8], однако при данном способе погрешность пеленгования значительно возрастает при нахождении ИРИ в непосредственной близости от измерительных пунктов.

Таким образом, целью статьи является разработка разностно-дальномерного метода оценивания координат ИРИ с пеленгованием в дальней зоне.

Постановка задачи

Пусть измерительные пункты системы ОМП, а также ИРИ расположены на поверхности земли. Тогда, приняв допущение о том, что на некотором локальном участке земная поверхность представляет собой плоскость, можно ограничиться двумерным случаем решения задачи ОМП ИРИ

Исходными данными для решения задачи оценивания координат в этом случае будут выступать:

– координаты четырёх измерительных пунктов:

$$(X_i, Y_i),\ где\ i = 1-4. \qquad (1)$$

– три измеренные значения разностей дальности:

$$\begin{aligned} R_{12} &= R_{ИРИ,1} - R_{ИРИ,2} \\ R_{13} &= R_{ИРИ,1} - R_{ИРИ,3} \\ R_{23} &= R_{ИРИ,2} - R_{ИРИ,3} \end{aligned} \qquad (2)$$

где R_{ij} – это величина евклидового расстояния от i до j.

Выходными данными будут являться координаты ИРИ (X, Y) при нахождении его в ближней зоне, и пеленг на ИРИ α, при нахождении его в дальней зоне.

Разностно-дальномерный метод оценивания координат ИРИ с пеленгованием в дальней зоне

В качестве математического аппарата для решения задачи ОМП ИРИ предлагается использовать искусственные нейронные сети (рис. 1). При таком подходе не требуется в явном виде воспроизводить логику процесса функционирования системы ОМП ИРИ или использовать сложные аналитические выражения. Необходимо лишь обеспечить выдачу требуемых выходных реакций при поступлении заданных воздействий на вход системы.

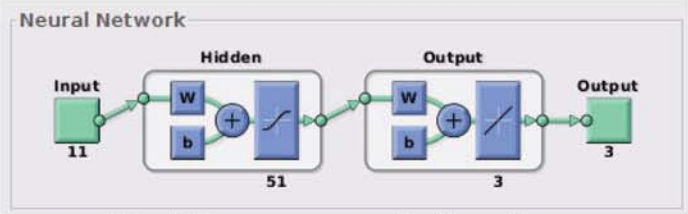

Рис. 1. Схема искусственной нейронной сети

На первом, предварительном этапе разработанного метода, происходит обучение искусственной нейронной сети. Обучающая выборка формируется только для участка ближней зоны. Координаты возможного расположения ИРИ (X, Y) принимают значения внутри указанной области с некоторым дискретным шагом. Разности дальности вычисляются по формулам (2), а пеленг определяется как угол между направлением на север и ИРИ. Следует отметить, что при стационарном положении измерителей достаточно однократного выполнения первого этапа. Искусственная нейронная сеть после обучения может применяться неограниченное число раз.

Второй этап включает в себя непосредственное вычисление координат и оценивание пеленга на ИРИ. Для этого на вход искусственной нейронной сети подаются координаты измерительных пунктов (X_i, Y_i) и оценки разностей дальности R_{12}, R_{13}, R_{23}.

На третьем этапе принимается решение о зоне, в которой располагается ИРИ и формируются выходные значения оценок. Так, например, при нахождении ИРИ в ближней зоне выходными данными будут являться координаты ИРИ (X_i, Y_i). В случае расположения ИРИ в дальней зоне результатом применения метода будет являться оценка пеленга на ИРИ α.

Результаты имитационного моделирования

С целью иллюстрации результатов применения разработанного метода реализовано моделирование в среде Matlab. В качестве искусственной нейронный сети выбрана двухслойная сеть с прямой связью, одним скрытым слоем из пятидесяти одного нейрона типа гиперболический тангенс и одним выходным слоем из трех нейронов с линейной функцией активации.

Отдельно стоит уточнить, что формально выбранная нейронная сеть является трехслойной, но так как на входном слое не выполняет суммирования и к нему не применена никакая функция активации, нейроны в нем служат только в качестве разветвителя для входных весов скрытого слоя и не несут никакой вычислительной нагрузки. По этой причине входной слой не принимается во внимание при подсчете общего количества слоев и сеть считается двухслойной.

В качестве обучающего алгоритма для нейронной сети был выбран метод Левенберга-Марквадта, который, по сути, объединяет в себе метод градиентного спуска и метод Ньютона. Данный метод достаточно хорошо работает при задании согласованных данных и достаточном количестве нейронов в скрытом слое. Для первичной оценки производительности искусственной нейронной сети на этапе обучения применялась функция «mse» (mean squared error), которая обеспечивает вычисление среднеквадратичных ошибок для соответствующих эпох (рис. 2).

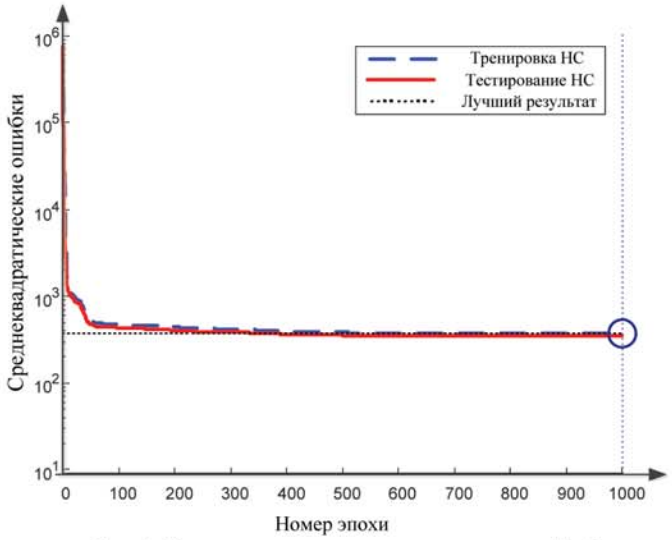

Рис. 2. Оценка производительности многослойной искусственной нейронной сети

В ходе моделирования было принято, что измерительные пункты расположены в точках с координатами (0;500); (500;0); (0;-500) и (-500;0) м. При этом размер ближней зоны ограничен по осям абсцисс и ординат следующим интервалом [-500;500] м. Шаг сетки координат для формирования обучающей выборки выбран равным 5 м.

Для имитации воздействия шумов при вычислении взаимной задержки была введена погрешность, представляющая собой случайную величину, распределённую по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением равным 0,29 мкс, что соответствует среднеквадратическому отклонению параметра положения, равному 89 м.

Оценивание координат для ИРИ, находящегося в ближней зоне и пеленга на ИРИ, находящегося в дальней зоне проводилось в нескольких точках при многократных измерениях. В качестве меры погрешности оценивания координат ИРИ использовалось декартово расстояние между истинным положением ИРИ и его оценкой. Погрешность оценивания пеленга на ИРИ вычислялась как модуль разности истинного и измеренного пеленгов.

Результаты ОМП ИРИ для серии из 100 статистических испытаний при истинном положении ИРИ в ближней зоне с координатами (90; - 170) м представлены на рис. 3, а соответствующая им гистограмма погрешностей оценивания координат ИРИ на рис. 4.

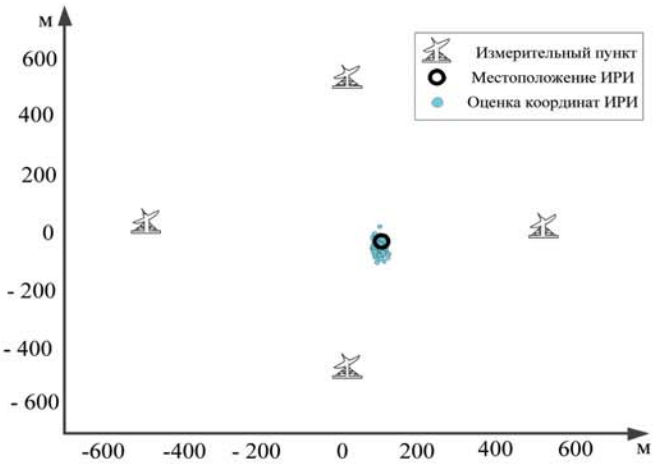

Рис. 3. Результаты ОМП при расположении ИРИ в ближней зоне

Как следует из рисунка 3, оценки координат ИРИ сгруппированы около истинного положения ИРИ и занимают область, ограниченную эллипсом, что хорошо согласуется с результатами применения методов ОМП ИРИ, базирующихся на решении аналитических выражений [9].

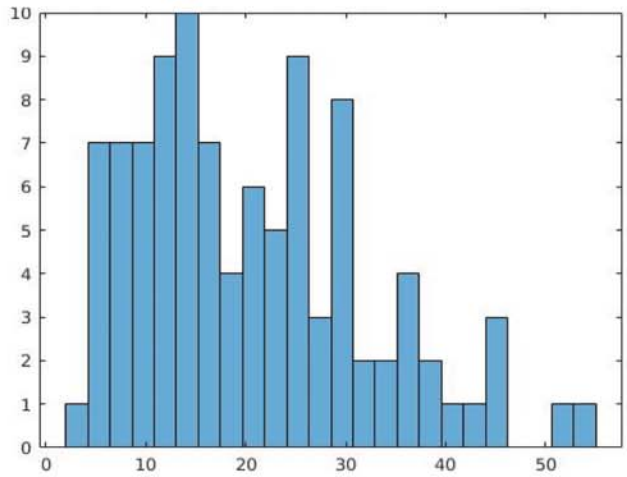

Рис. 4. Гистограмма погрешностей при оценивании координат ИРИ, находящегося в ближней зоне

Как следует из гистограммы, изображённой на рис. 4, погрешность оценивания координат ИРИ, находящегося в ближней зоне, с вероятностью 0,95 не превышает 46 м, что свидетельствует о достаточно высокой точности ОМП ИРИ, находящегося внутри ближней зоны.

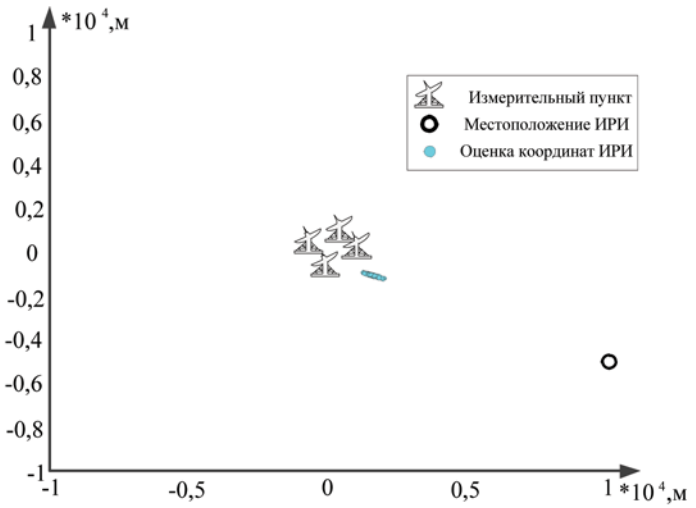

Рис. 5. Результаты ОМП при расположении ИРИ в дальней зоне

Результаты ОМП ИРИ для серии из 100 статистических испытаний при истинном положении ИРИ в дальней зоне с координатами (8033; -3707) м представлены на рис. 5, а соответствующая им гистограмма погрешностей оценивания пеленга на ИРИ представлена на рис. 6.

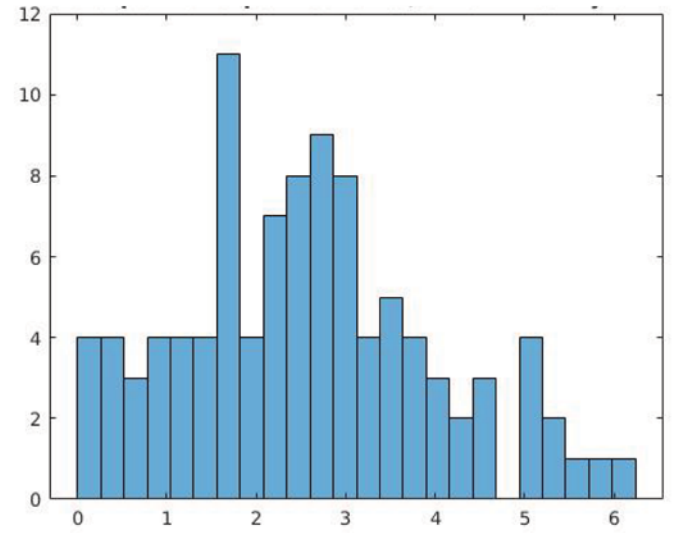

Рис. 6. Гистограмма погрешностей при оценивании пеленга на ИРИ, находящегося в дальней зоне

Как следует из гистограмм, изображённых на рис. 5, 6 оценивание координат ИРИ, расположенного в дальней зоне, выполняется с низким качеством, однако погрешность вычисления пеленга на ИРИ с вероятностью 0,95 не превышает 5 градусов, что соответствует типовым значениям угломерных комплексов ОМП ИРИ, применяемых на практике [10].

Заключение

Применение разработанного разностно-дальномерного метода оценивания координат ИРИ на основе искусственных нейронных сетей в отличие от известных методов позволяет решать задачи ОМП ИРИ, расположенного как в ближней, так и дальней зоне без необходимости воспроизведения в полном объёме достаточно сложной логики функционирования рассматриваемых систем.

Результаты имитационного моделирования свидетельствуют о том, что погрешность оценивания координат ИРИ, находящегося в ближней зоне, а также погрешность вычисления пеленга на ИРИ, находящейся в дальней зоне не превышает типовых значений.

Реализация данного метода на практике не требует изменения аппаратной части существующих комплексов радиоконтроля и может быть выполнена путем обновления программного обеспечения.

Литература

1. *Овчаренко К. Л.* Алгоритм расчета координат источника радиоизлучения дальномерным методом при однопозиционных измерениях с систематической ошибкой // Телекоммуникации, 2014. № 6. С. 6-13.

2. *Овчаренко К.Л.* Определение координат источников радиоизлучения дальномерным методом на базе однопозиционного подвижного измерителя // Телекоммуникации, 2013. № 10. С. 27-34.

3. *Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А.* Радиомониторинг – задачи, методы, средства / под ред. А. М. Рембовского. 2-е изд. М.: Горячая линия – Телеком, 2010. 624 с.

4. *Аджемов С.С., Кленов Н.В., Терешонок М.В., Чиров Д.С.* Использование искусственных нейронных сетей для классификации источников сигналов в системах когнитивного радио // Программирование. 2016. № 3. С. 3-11.

5. *Еремеев И.Ю., Овчаренко К.Л.* Метод вычислительно-эффективного оценивания взаимных временных задержек в условиях априорной неопределенности частотных сдвигов сигналов спутниковых терминалов // Труды Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского. 2016. № 651. С. 98-105.

6. Разностно-дальномерный метод определения местоположения земных станций спутниковых систем связи с применением ретранслятора на беспилотном летательном аппарате / К.Л. Овчаренко, И.Ю. Еремеев, К.В. Сазонов и др. // Труды СПИИРАН. 2019. Т. 18. № 1. С. 176-201.

7. Метод определения местоположения земных станций по ретранслированным сигналам в условиях неопределенности координат космического аппарата-ретранслятора с применением беспилотного летательного аппарата / А.С. Босый, И.Ю. Еремеев, К.Л. Овчаренко и др. // Труды Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского, 2019. № 657. С. 161-169.

8. Пат. на изобретение № 2204145. Разностно-дальномерный способ пеленгования источника радиоизлучения и реализующее его устройство / Сайбель А. Г. Приоритет от 28.11.2000.

9. *Овчаренко К.Л., Еремеев И.Ю., Гайчук Ю.Н., Петухов П.Е.* Методика построения эллипсоида ошибок для оценивания точности определения местоположения земных станций систем спутниковой связи с применением беспилотного летательного аппарата // Наукоемкие технологии, 2017. Т. 18. № 11. С. 22-26.

10. *Богдановский С.В., Овчаренко К.Л., Симонов А.Н.* Метод определения координат источников радиоизлучения на основе поляризационных измерений // Труды Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского, 2017. №. 657. С. 38-43.

DIFFERENCE-RANGE METHOD OF ESTIMATING COORDINATES OF RADIO EMISSION SOURCES BASED ON ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS WITH BEARING IN THE DISTANT ZONE

Alexander S. Bosyy, *Cherepovets Higher Military Engineering Order of Zhukov School of Radio Electronics (CHVIIURE), Cherepovets, Russia,* ***sanboss@mail.ru***

Denis A. Shlyonskikh, *A.F.Mozhaysky Military Space Academy (A.F.Mozhaysky VKA), St. Petersburg, Russia,* ***sshlyon@gmail.com***

Konstantin L. Ovcharenko, *A.F.Mozhaysky Military Space Academy (A.F.Mozhaysky VKA), St. Petersburg, Russia,* ***kostao@ya.ru***

Alexander V. Timoshenko, *JSC "Radiotechnical Institute named after academician A.L. Mints"; National Research University MIET, Moscow, Russia,* ***u567ku78@gmail.com***

Abstract

The need to determine the location of sources of radio emission (RES) arises when solving problems of various applied problems. The most common methods for determining the location of Iran are differential-ranging methods. The use of difference-ranging methods in practice allows us to achieve a fairly high accuracy in determining the location of an RES located in the near zone, that is, inside an area bounded by measuring points. However, with the removal of the RES from the measuring points, the error in estimating its coordinates increases significantly. The article presents a new differential-ranging method for determining the location of Iran in the far zone using a neural network. As additional information about RES in the far zone, where the error of coordinate estimates significantly exceeds the permissible values, it is proposed to evaluate the bearing on the RES. As an artificial neural network, a two-layer network with direct connection, one hidden layer of fifty-one neurons of the hyperbolic tangent type and one output layer of three neurons with a linear activation function was selected. As a result of mathematical modeling, we obtained estimates of the accuracy of calculating the coordinates of the RES located in the near zone, as well as estimates of the accuracy of direction finding of the RES located in the far zone. The application of the developed method is advisable when implementing the software part of electronic control systems to counter the illegitimate use of the time-frequency resource of commercial communication systems. Another advantage of the developed method is that its implementation in practice does not require changes in the hardware of the existing radio monitoring systems and can be performed by updating the software.

Keywords: *positioning; radio emission source; differential and ranging method; bearing; neural networks.*

References

1. Ovcharenko K.L. (2014). Algorithm for calculating the coordinates of the radio emission source using the rangefinder method for single-position measurements with a systematic error. *Telecommunications*. 2014. No. 6, pp. 6-13.
2. Ovcharenko K.L. (2013). Determination of coordinates of radio emission sources by a range-measuring method based on a single-position mobile meter // *Telecommunications*. 2013. No. 10, pp. 27-34.
3. Rembovsky A.M., Ashihmin A.V., Kozmin V.A. (2010). *Radio monitoring – problems, methods, means*, ed. by A. M. Tambovskogo. 2nd ed. Moscow: Hotline-Telecom. 624 p.
4. Adjemov S.S., Klenov N.V., Tereshonok M.V., Chirov D.S. (2016). The use of artificial neural networks for classification of signal sources in cognitive radio systems. *Programming and Computer Software*. Vol. 42. No. 3, pp. 121-128.
5. Eremeev I.Yu., Ovcharenko K.L. (2016). The method of computationally efficient estimation of mutual time delays in conditions of a priori uncertainty of frequency shifts of satellite terminal signals. *Proceedings of the Military space Academy named after A. F. Mozhaysky*. No. 651, pp. 98-105.
6. Ovcharenko K.L., Eremeev I.Yu., Sazonov K.V. (2019). Difference-distance method for determining the location of earth stations of satellite communication systems using a repeater on an unmanned aerial vehicle. *Proceedings of Spiiran*. Vol. 18. No. 1, pp. 176-201.
7. Bosyy A.S., Eremeev I.Yu., Ovcharenko K.L. (2019). The method for determining the location of earth stations by retransmitted signals in the conditions of uncertainty of the coordinates of the relay spacecraft using an unmanned aerial vehicle. *Proceedings Of the military space Academy named after A. F. Mozhaysky*. No. 657, pp. 161-169.
8. The patent for the invention № 2204145. Difference-range-measuring method for bearing a radio source and its implementing device. Saybel A.G. Priority from 28.11.2000.
9. Petukhov P.E., Ovcharenko K.L., Eremeev I.Yu., Gaichuk Yu.N. (2017). The method of constructing an ellipsoid of errors for estimating the accuracy of determining the location of earth stations of satellite communication systems using an unmanned aerial vehicle. *Science-Intensive technologies*. Vol. 18. No. 11, pp. 22-26.
10. Bogdanovsky S.V., Ovcharenko K.L., Simonov A.N. (2017). The method for determining the coordinates of radio emission sources based on polarization measurements. *Proceedings Of the military space Academy named after A. F. Mozhaysky*. No. 657, pp. 38-43.

Information about authors:

Alexander S. Bosyy, *Cherepovets Higher Military Engineering Order of Zhukov School of Radio Electronics (CHVIIURE), Cherepovets, Russia*

Denis A. Shlyonskikh, *A.F.Mozhaysky Military Space Academy (A.F.Mozhaysky VKA), St. Petersburg, Russia*

Konstantin L. Ovcharenko, *A.F.Mozhaysky Military Space Academy (A.F.Mozhaysky VKA), St. Petersburg, Russia*

Alexander V. Timoshenko, *JSC "Radiotechnical Institute named after academician A.L. Mints"; National Research University MIET, Moscow, Russia*

ДИАГНОСТИКА "ЗДОРОВЬЯ" КОМПЬЮТЕРНОЙ СЕТИ НА ОСНОВЕ СЕКВЕНЦИАЛЬНОГО АНАЛИЗА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНЫХ ПАТТЕРНОВ

Шелухин Олег Иванович,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, ***sheluhin@mail.ru***

Осин Андрей Владимирович,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, ***osin_a_v@mail.ru***

Костин Денис Владимирович,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, ***d.v.kostin@mail.ru***

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-2-9-16

Ключевые слова: *аномальные состояния, компьютерной сети, прогнозирование, машинное обучение, интеллектуального анализа данных, мониторинг системных показателей, кластеризация, секвенциальный анализ, паттерн.*

Для решения задач диагностики "здоровья" компьютерной сети (КС) предложено, использовать методы и алгоритмы статистической обработки данных, машинного обучения и интеллектуального анализа "прошлых" данных полученных путем изучения истории поведения сети "в прошлом" и формализации этой информации в виде некоторых шаблонов (паттернов). В качестве метода прогнозирования аномальных состояний КС предложено использовать метод выбора из полученных закономерностей наиболее приемлемой с точки зрения "здоровья сети" путем использования аппарата секвенциального анализа сформированных последовательностных паттернов. Рассмотрены этапы процесса прогнозирования на основе последовательностных паттернов и структура реализованного алгоритма вычисления прогноза текущего состояния КС. В качестве целевой функции оптимизации гиперпараметров алгоритма прогнозирования предложено использовать функцию Парето. В качестве лучшего набора параметров выбирается тот, при котором достигается максимальное значение введенной целевой функции. В качестве системных показателей, характеризующих "здоровье компьютерной сети" используется уровень обслуживания (Service Level Objectives, SLO), и соглашение об уровне предоставляемого сервиса (Service Level Agreement, SLA). На конкретном примере рассмотрена визуализация процесса кластеризации состояний КС с использованием алгоритма k-means и алгоритма понижения размерности – TSNE. Предложено оценивать "здоровье сети" по близости текущей оценки прогноза состояния КС к сформированной в результате кластеризации области аномальных состояний в виде расстояния до ближайших центров кластеров, на порядковой шкале от 1 до 5. Предложено характеризовать "состояние здоровья" КС с помощью "Зеленого", "Желтого" и "Красного" уровней аномальности.

Информация об авторах:
Шелухин Олег Иванович, *д.т.н., МТУСИ, Москва, Россия*
Осин Андрей Владимирович, *к.т.н., МТУСИ, Москва, Россия*
Костин Денис Владимирович, *аспирант МТУСИ, Москва, Россия*

Для цитирования:
Шелухин О.И., Осин А.В., Костин Д.В. Диагностика "здоровья" компьютерной сети на основе секвенциального анализа последовательностных паттернов // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №2. С. 9-16.

For citation:
Sheluhin O.I., Osin A.V., Kostin D.V. (2020) Health monitoring of a computer network based on sequential analysis of serial pattern. *T-Comm*, vol. 14, no.2, pp. 9-16. (*in Russian*)

Постановка задачи

Обнаружение аномалий играет важную роль в управлении современными крупномасштабными распределенными компьютерными системами [1,2,3]. Системные журналы, в которых записывается информация о времени работы системы, широко используются для обнаружения аномалий [4,5]. Тем не менее, возрастающий масштаб и сложность современных систем приводят к объему логов, что делает невозможным ручную проверку.

Обнаружение аномального поведения системы, играет важную роль в управлении инцидентами крупномасштабных систем. Своевременное обнаружение аномалий позволяет разработчикам системы (или операторам) быстро выявлять проблемы и немедленно их устранять, тем самым сокращая время простоя системы.

Одной из важных задач анализа данных является выделение закономерностей [6,7]. Для последовательных данных эту задачу решает в частности такая область интеллектуального анализа данных (data mining) как секвенциальный анализ или анализ последовательностных паттернов (sequential pattern mining) [8,9,10], позволяющих выявлять часто встречающиеся участки в строках и в последовательностях наборов элементов.

Добыча последовательностных паттернов является частью интеллектуального анализа данных, связанная с поиском статистически значимых шаблонов (паттернов) в данных, где значения можно представить в виде последовательности [11]. Последовательный анализ паттернов состоит из обнаружении интересных подпоследовательностей в наборе последовательностей, где значимость той или иной подпоследовательности может быть измерена с точки зрения различных критериев, таких как частота появления, длина и др. Последовательный анализ шаблонов имеет множество реальных применений, поскольку данные кодируются в виде последовательностей во многих областях, таких как биоинформатика, электронное обучение, анализ корзины, анализ текста и анализ кликов на веб-страницах [12 ,13.14].

В [15] рассмотрена общая модель последовательного интеллектуального анализа с прогрессивной базой данных. Данные в базе данных могут быть статическими, вставленными или удаленными. В работе предлагается алгоритм прогрессивного установления последовательных паттернов (Progressive mIning of Sequential pAtterns – Pisa), для постепенного обнаружения последовательных паттернов в определенный период интереса (period of interest – POI). POI – это скользящее окно, непрерывно изменяющееся с течением времени. Алгоритм Pisa использует последовательное дерево для эффективного обслуживания последних последовательностей данных, обнаружения полного набора актуальных последовательные шаблоны и, соответственно, удаляющее устаревшие данные и шаблоны.

В [16] рассмотрен последовательный анализ шаблонов на прогрессивных базах данных, в котором на «интересующем периоде» постепенно обнаруживаются последовательные закономерности. «Интересующий период» – это скользящее окно, непрерывно продвигающееся с течением времени. При изменении фокуса скользящего окна в интересующий набор данных добавляются новые элементы, а устаревшие элементы удаляются. В статье предложен новый подход, с использованием прогрессивного дерева майнинга.

В [17] предложен алгоритм, использующий для каждой возможной комбинации элементов или набора элементов понятие «процент участия» вместо частоты появления. Концепция процента участия рассчитывается на основе минимального порога поддержки для каждого установленного пункта. В э статье представлен алгоритм MS DirApp, который расшифровывается как Multiple Support Direct Appending, обнаруживающий последовательные шаблоны, рассматривая различные множественные минимальные пороговые значения поддержки для каждой возможной комбинации элементов или наборов элементов.

Основная идея прогнозирования «здоровья» компьютерной сети (КС) рассмотренная в статье заключается в изучении исторических данных о поведении сети «в прошлом» и формализации этой информации в виде некоторых шаблонов (паттернов).

Особенности задачи прогнозирования здоровья сети с использованием последовательностных паттернов

На основании полученной информации о типовых ситуациях в поведении КС «в прошлом» можно осуществлять прогнозирование появления того или иного паттерна в ближайшем будущем. Наиболее распространенный способ описание закономерностей – это использование однозначной функции

$$f : X \to Y, \qquad (1)$$

значениями которой являются значения описываемой переменной x.

При практической проверке такой закономерности могут возникнуть ситуации, когда при одном и том же значении аргумента появляются результаты опытов с различными значениями функции, так что применение однозначных закономерностей основано на принятии ряда дополнительных гипотез и ограничений. Альтернативой использования однозначной функции подобного соответствия вида (1) является использование многозначных отображений, для которых любой набор результатов опытов, представленных в виде таблицы

$$D_n = \{(x_1, y_1), ..., (x_n, y_n) \mid (x_i, y_i) \in X \times Y\}, \qquad (2)$$

можно рассматривать, как график точечно множественного отображения.

Здесь $X \times Y$ означает декартово произведение двух множеств X и Y, элементами которого являются все возможные упорядоченные пары «входных» – x_i и «выходных» – y_i элементов исходных множеств .

Под исходными входными данными понимается вся доступная информация о системе к текущему моменту времени. Из этой информации должна быть сформирована таблица данных, в которой один столбец будет играть роль функции, или предсказываемого параметра, а остальные столбцы или поля, как мы их будем называть, роль аргументов. Множество значений поля функции обозначим F.

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

ва «входных» данных полученных в результате опытов будет означать построение многозначной закономерности. В этом случае конечный результат прогнозирования состояния сети будет состоять не в построении закономерности вида (1), а в выборе из полученных закономерностей наиболее приемлемой с точки зрения «здоровья сети». Реализация этой идеи

приводит к следующей последовательности этапов построения прогноза.

1. Формирование таблицы исходных данных.
2. Получение новых значений исходной информации и перевод их в таблицу исходных данных.
3. Выбор наилучших многозначных закономерностей.
4. Построение результирующего значения прогноза.

Методология сравнения многозначных закономерностей

Будем предполагать, что исходным материалом для построения многозначной закономерности служит набор результатов опытов (2), где $X \subseteq X_1 \times ... \times X_m$.

Искомая многозначная закономерность определяется указанием непустого подмножества аргументов $I \subseteq \{1,...,m\}$ и представляет собой мультимножество $\{X \times Y, I, \mu\}$, где

$$\mu : X(I) \times Y \to N, \quad (3)$$

где $X(I) = \prod_{i \in I} X_i, N$ – множество натуральных чисел.

Значение $\mu(x, y)$ трактуется, как ***надежность точки (x, y) закономерности*** $\{X \times Y, I, \mu\}$ и показывает сколько раз пара (x, y),

$x = \prod_{i \in X(I)} xi \in X(I), y \in Y$ встречалась в наборе данных D_n.

Надежность всей закономерности при значении аргумента $x \in X(I)$ считается равной сумме $\sum_{y \in Y} \mu(x, y)$ и принимается равной величине

$$Saf[X \times Y, I, \mu] = \min_{x \in X(I)} \sum_{y \in Y} \mu(x, y). \quad (4)$$

Точностью закономерности $\{X \times Y, I, \mu\}$ ***в точке*** $x \in X(I)$ будем называть мощность множества $\{y \in Y \mid \mu(x, y) > 0\}$, которую будем обозначать символом $card\{y \in Y \mid \mu(x, y) > 0\}$.

Точность всей закономерности $\{X \times Y, I, \mu\}$ считается равной

$$Ac(X \times Y, I, \mu) = \max_{x \in X(I)} card\{y \in Y \mid \mu(x, y) > 0\}. \quad (5)$$

При построении методологии сравнения необходимо предварительно отобрать закономерности, достигающие заданного уровня надежности, а потом оставшиеся закономерности сравнивать по точности. Однако, при таком способе сравнения закономерности с большим количеством аргументов будут иметь, вообще говоря, меньшую надежность, чем закономерности с небольшим количеством аргументов.

Если закономерность имеет недостаточный уровень надежности, то для решения проблемы в [18] предложено применять к ней процедуру замены множества значений аргументов на сеточное множество с меньшим количеством значений (квантованию). Подобная процедура квантования приводит к увеличению надежности закономерности, однако может понизить ее точность.

Для того чтобы такая процедура проводилась плавно, с постепенным изменением надежности, нужно задать семейство таких сеток на множестве значений аргументов.

После достижения заданного уровня надежности закономерность сравнивается с другими по точности, но не исходной точности, а точности, соответствующей достигнутому уровню надежности. Если достигнуть нужного уровня надежности не удается, то закономерность признается неудовлетворительной и в сравнении больше не участвует.

Найденные закономерности представляются в виде графиков, заданных конечным набором точек. Для дальнейшего использования, например, в прогнозировании, такое представление нужно дополнять экстраполяцией.

Выбор наилучших многозначных закономерностей

Выбор закономерности – это выбор непустого подмножества в множестве полей аргументов. Если таких полей *N*, то количество непустых подмножеств равно $2^N - 1$. При небольших значения N можно перебирать все подмножества, при больших значениях перебор нужно ограничить. Поэтому для работы алгоритма нужно указать возможные значения для подмножеств множества полей аргументов. Для краткости эти подмножества будут называться масками закономерности, а множество возможных масок обозначим *Mask*.

Для каждой маски $M \in Mask$ вычисляется вектор последних значений аргументов $Ш(T, M) \in X(M)$, где T – это последний момент времени обновления информации в данных.

Вектор $Ш(T, M)$ будем называть шаблоном (паттерном).

Для каждой допустимой маски формируется статистический список $Stat(T, M)$, который рассчитывается следующим образом:

Для каждого допустимого значения времени *t* проверяется условие $Ш(t, M) = Ш(T, M)$. Если условие выполнено, то в список результатов опыта (2) добавляется пара $(t, f(t))$, где $f(t)$ – значение поля функции.

На следующем этапе вычисляется надежность паттерна $Ш(T, M)$, которая равна следующей величине

$$S(T, M) = \sum_{(t, f(t)) \in Stat(T, M)} \gamma^{T-t}. \quad (6)$$

Здесь $\gamma, 0 < \gamma \le 1$ – это коэффициент учитывающий «старение данных» и который дает возможность учитывать совпадения паттернов в зависимости от удаленности от последнего момента времени.

Коэффициент γ является параметром метода.

В случае когда параметр $\gamma = 1$ соотношение (6) принимает вид

$$S(T, M) = \sum_{(t, T-t)} (t, f(t)). \quad (6a)$$

Задается еще один параметр метода – уровень надежности S, который оценивается соотношением (4).

Если $S(T, M) \ge S$, то данный шаблон участвует в прогнозировании. Если неравенство не выполнено, выполняется последовательное синхронное огрубление всех полей аргументов, входящих в маску, до тех пор, пока ограничение по надёжности не будет выполнено. Огрубление аргументов выполняется с помощью операции квантования. Количество уровней и шаг квантования определяются свойствами огрубляемых процессов.

Если в результате процесса огрубления ограничение по надёжности так и не выполнено, то данный шаблон не участвует в построении прогноза.

При описанном способе отбора масок используется надежность только одного значения закономерности, а именно того значения, которое реализовалось в текущий момент времени и может использоваться для прогнозирования.

Обозначим множество масок, оставшееся после такого отбора, символом $SMask(T)$.

Пример наложения маски длиной $M_M = 5$ на последовательность квантованных величин $\{a_i\}$ и текущего шаблона $Ш(t,M)$, иллюстрируется на рис. 1.

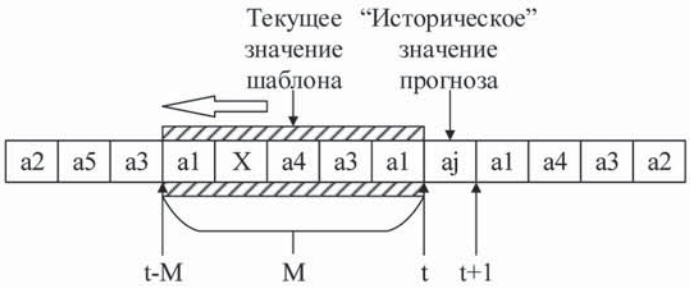

Рис. 1. Процесс наложения маски на одномерный временной ряд квантованных признаков

Результатом наложения шаблона на матрицу квантования является подсчёт количества возможных вариантов сочетания текущих номеров уровней квантования в каждом из шаблонов при перемещении матрицы шаблонов назад "в прошлое".

Построение результирующего значения прогноза

После окончания отбора паттернов формируется некоторое множество паттернов со статистикой

$$\{Ш(T,M), Stat(T,M), M \in SMask(T)\}. \quad (7)$$

Для каждого паттерна считается статистика появления значений поля функции $u \in F$ с учетом коэффициента $\delta, 0 < \delta \le 1$, характеризующего «старение» данных , по формуле

$$Q(T,M,u) = \sum_{(t,f(t)) \in Stat(T,M)} \delta^{T-t}. \quad (8)$$

Функция $Q(T,M,u)$ – это аналог функции кратности при описании многозначной закономерности, но с учетом удаленности анализируемого фрагмента по времени « в прошлом» от текущего момента времени.

На следующем этапе производится нормировка

$$q(T,M,u) = \frac{Q(T,M,u)}{\sum_{u \in F} Q(T,M,u)}. \quad (9)$$

Полученные статистики $Q(T,M,u)$ обрабатываются с целью выделения наиболее «сильных» значений . С этой целью вводится параметр «силы» – *Strong*. Для этого при анализе оставляются только те значения $Q(T,M,u)$, которые обеспечивают максимум соотношения (10) с точностью до параметра $\beta, 0 \le \beta \le 1$.

Вычисление производится по формуле

$$Strong(T,M) = \{u \in F \mid q(T,M,u) \ge \beta \max_{v \in F} q(T,M,v)\}. \quad (10)$$

Остальные статистики обнуляются.

Формирование значения окончательного прогноза

Вышеизложенное показывает, что исходная информация для выработки окончательного прогноза имеет следующий вид:

- Надежность паттернов (масок) $S(T,M), M \in SMask(T)$.
- Статистики $Q(T,M,u)$, $u \in Strong(T,M), M \in SMask(T)$.

Результирующую статистику можно сформировать по формуле:

$$\text{Result}(T,u) = \sum q(T,M,u)\chi[Strong(T,M)](u), \quad (11)$$

Здесь символом $\chi[A](u)$ обозначена характеристическая функция множества $A \subseteq F$,

$$\chi[A](u) = \begin{cases} 1, u \in A \\ 0, u \in \dfrac{F}{A} \end{cases}.$$

В зависимости от типа значения прогноза можно сформировать его значение. Например прогноз можно положить равным функции $\text{Result}(T,u)$ или предварительно нормировать эту функцию.

Алгоритм прогнозирования

Этапы промежуточных вычислений на основе последовательностных паттернов представлены на рис. 2.

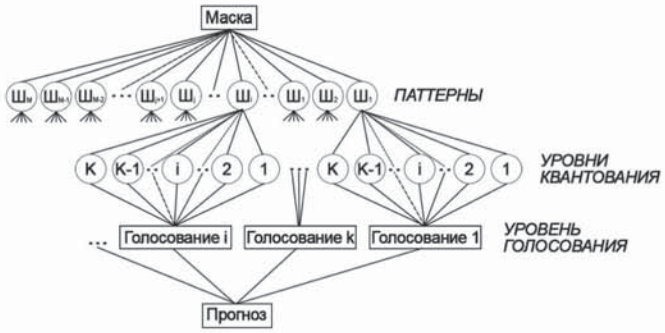

Рис. 2. Этапы процесса прогнозирования на основе последовательностных паттернов

Алгоритм вычисления прогноза имеет вид:

Шаг 1. *Задаётся вариант маски* M_i.

Шаг 2. *Для каждой маски задаётся вариант шаблона* $Шj$. $j = 1...K!(2^M M - 1)$.

Шаг 2. *Для выбранной маски каждого шаблона* $Ш_i$ *осуществляется подсчёт числа событий, при которых после шаблона* $Ш_i$ *следует уровень квантования*

$a_i : N\{Ш_j, t \mid t+1, a_i\}$.

Шаг 4. *Для каждого i-го шаблона находится:*

$MaxN\{Ш_j, t \mid t+1, a_i\} i = \overline{1,K}$.

Шаг 5. *Находится наиболее вероятное значения прогнозируемого уровня квантования*

$MaxN\{Ш_j, t \mid t+1, a_i\} i = \overline{1,K}, j = 1...K!(2^M M - 1)$.

Шаг 6 *. Анализируются все варианты масок и принимается решение о наиболее вероятном прогнозе значения уровня квантования на шаге t+1*

$$a_t + 1 = a_i \max N\{Ш_j, t \mid t+1, a_i\}, i = \overline{1,K}, j = 1...K!(2^M M - 1).$$

Для характеристики числа совпадений текущего шаблона $Ш_{ij}$ с данными вектора квантованных величин $A_{ij}^{кв}$ при смещении маски M_i на 1 шаг (одну ячейку) "в прошлое" вводится понятие уровня надёжности шаблона. Надёжность текущего шаблона $Ш_i$ в текущей момент времени вычисляется по следующему правилу $S_t(Ш_i) = card\{t-l, f\}$, где $card\{t-l, f\}$ – общее количество (мощность) элементов конечного множества пар сочетаний значений текущих шаблонов и исторических прогнозов (ИП); l_j – характеризует шаг сдвига маски "в прошлое", при котором значение текущего находится шаблон $Ш_j$; f – историческое значение вектора квантования $F_{ij}^{кв}$ в момент времени $\{t-l\}$.

Если $S_t(Ш_{ij}) \geq S_{пор}$, то данный шаблон участвует в прогнозировании.

Выбор пороговой величины $S_{пор}$ является важным этапом и состоит из нескольких шагов:

1) осуществляется фильтрация вычисленных значений надёжности S_i.

2) полученные пары максимальных значений отбраковываются путём сравнения с допустимым приращением $U_{\max 1i} - U_{\max 2i} \leq U_s$.

3) путём голосования определяется искомый порог $S_{пор}$.

По каждому шаблону вычисляется «количество» появления каждого исхода и вычисляется итоговый прогноз одним из следующих вариантов:

- сумма обработанных статистик (порог β) с последующей нормировкой;
- максимальные из суммы статистик по шаблону (порог α);
- взвешенная сумма статистик с весами равными надёжности статистики;
- взвешенная сумма статистик с выбором максимальных и последующей нормировкой.

В качестве целевой функции оптимизации гиперпараметров алгоритма прогнозирования предложено использовать функцию Парето:

$$F = \max\{a\sum_{i=1}^{n}\beta_i G_i + \min_{i\in(1...n)}(\gamma_i H_i)\}, \quad (12)$$

где α – настраиваемый коэффициент, определяющий соотношений числа прогнозов и их точности. В общем случае данный коэффициент обратно пропорционален числу уровней квантования прогнозируемой функции; β_i – коэффициент значимости числа прогнозов, формируемых по уровню квантования n; G_i – относительное число прогнозов к общему числу значений функции для n-го уровня квантования; γ_i – коэффициент значимости точности прогнозов, выдаваемых по уровню квантования n; H_i – точность прогнозирования функции для уровня квантования n.

В качестве наилучшего набора параметров выбирается тот, который даёт наилучшее значение целевой функции (12). После этого оптимизация считается выполненной и алгоритм с найденным набором параметров может быть запущен.

Этап кластеризации

Состояние КС предложено оценивать по близости текущей оценки прогноза состояния сети к сформированной в результате кластеризации области аномальных состояний.

При помощи кластерного анализа можно разделить большой набор данных полученных в результате прогноза на кластеры, т. е. группы похожих объектов, что позволяет значительно сократить объем данных и облегчить последующую работу с ними. При решении задачи кластеризации, в отличие от классификации, одним из первых этапов является определение зависимой переменной. Количество кластеров может быть не задано изначально и меняться в зависимости от необходимости. В анализируемом случае множество атрибутов задается, как и в задаче классификации [16] в виде вектора $I = \{i_1, i_2, ..., i_n\}$, где i_j исследуемый атрибут, характеризующийся набором параметров (уровней квантования) $I_j = \{x_1, x_2, ..., x_m\}$. Каждый параметр x_i принимает значение из некоторого множества $xh = \{v_h^1, v_h^2, ...\}$. Для решения задачи кластеризации необходимо построить множество $C = \{c_1, c_2, ..., c_g\}$, где c_k – кластер, содержащий похожие друг на друга атрибуты:

$$c_k = \{i_j, i_p \mid i_j \in I, i_p \in I \text{ и } d(i_j, i_p) < \sigma\}, \quad (13)$$

где $d(i_j, i_p)$ – мера близости между атрибутами ; σ – заданное расстояние между атрибутами для включения их в один кластер.

В качестве простого метода кластеризации рассмотрим метод k средних [19], в котором количество кластеров задано заранее. Необходимо разделить данные на кластеры таким образом, чтобы минимизировать полную сумму квадратов расстояния от данной точки до центра кластера, к которому она принадлежит. С этой целью часто используют итеративный алгоритм:

1. Выбор k произвольных исходных центров

$$C = \{c_i\}, \quad (14)$$

Где $c_i = \dfrac{\sum_{j=1}^{d} u_{ij} m_j}{\sum_{j=1}^{d} u_{ij}}$, а $M = \{m_j\}$ – множество данных;

2. Разбиение всех объектов на k групп, наиболее близких к одному из центров $U = \{u_{ij}\}$,

где $u_{ij} = \begin{cases} 1 \, при \, d(m_j, c_i) = \min\limits_{1 \leq k \leq c} d(m_j, c_k) \\ 0 \, иначе \end{cases}$

3. Вычисление новых центров кластеров, пока центры не перестанут меняться, то есть пока решение не будет удовлетворять целевой функции

$$J(M,U,C) = \sum_{i=1}^{c}\sum_{j=1}^{d} u_{ij} d_A^2(m_j, c_i) J(M,U,C) = \sum^{C} . \quad (15)$$

В качестве примера рассмотрим результаты кластеризации результатов прогнозирования с помощью алгоритмов

k-means и алгоритма понижения размерности – TSNE, позволяющего снизить размерность N-мерного пространства до заданного (в нашем случае 2D пространства) для отображения данных прогноза на плоскости.

В качестве системных показателей, характеризующих «здоровье компьютерной сети» используется уровень обслуживания (Service Level Objectives, SLO), и соглашение об уровне предоставляемого сервиса SLA (*Service Level Agreement)* рассматриваемой КС. Считается, что система нарушила цели уровня обслуживания, если введенный показатель превысил порог. Для исследуемой системы SLO было задано в следующем виде: задержка сигнала в сети (*signal_delay*) – менее 5 миллисекунд; время реакции сервера (*server_response_delay*) – менее 1.5 секунды; отброшенные сетевые пакеты (*network_packets_dropped*) – количество отброшенные входящих или исходящих сетевых пакетов больше 0; задержка дисковых операций (*disk_operation_delay*) – среднее время, затраченное на операции чтения или записи, превышает 2 секунды.

Если ни одна из целей уровня обслуживания не была нарушена, то состояние системы считается нормальным - *normal*.

В качестве атрибутов характеризующих состояния КС были выбраны: server_response_timetotal – время ответа сервера на запрос; network_outdropped – количество отброшенных сетевых пакетов; ping_avg – среднее время ответа на запрос (при отправке трёх запросов); network_inpackets – количество полученных пакетов; disk_iowriteawait – среднее время запросов на запись, выданных на обслуживаемое устройство.

Результаты кластеризации представлены на рис. 3.

На рисунке 3а отображена принадлежность текущей точки прогноза к одному из кластеров, а также евклидово расстояние до центра каждого из пяти кластеров, характеризующих состояние КС. На рисунке 3 б в виде кластеров показано отображение текущего состояния КС на этапе обучения «в прошлом» и текущее состояние в виде точку (выделена черная точка) в текущем времени. На рисунке 3 в показано деление области состояний КС на кластеры, при условии, что каждая точка имеет отношение только к одному кластеру (как в прошлом, так и в настоящем). Количество кластеров в рассматриваемом случае равно 5.

Оценка «аномальности» КС

Количественно оценивать «здоровье сети» можно по близости текущей оценки прогноза i_j состояния КС в виде расстояния $\rho(p_s)$ до ближайших центров кластеров, помеченных символом p. Данные расстояния могут быть определены на порядковой шкале значениями от 1 до 5. Тогда степень критичности прогнозируемых аномальных состояний КС может быть описана соотношением

$$critical(i_j) = critical(p) \circ \min_S \rho(p_s), \quad (16)$$

где $critical(p) \in \{1,...,5\}$ – степень критичности p – атрибутов определяемая экспертным путем; $\circ$ – операция на порядковых шкалах.

Порядковая шкала отражает более высокий уровень измерений, учитывающий, к какой категории принадлежит объект и в каком отношении он находится с другими объектами.

Общий уровень «здоровья» КС C(u) может быть определен из соотношения

$$C(u) = \sum_{t=1}^{k} critical(i_t) \cdot \quad (17)$$

В результате решение об аномальности прогнозируемого состояния КС может приниматься по уровню C(u). Уровень безопасности может быть представлен в цвете путем определения значения показателя «цвет инцидентов» ЦИ:

$$ЦИ = \begin{cases} зеленый, если\ C(u) \le C^{желтый}(u) \\ желтый, если\ C^{желтый}(u) \le C(u) < C^{красный}(u) \\ красный, если\ C(u) \le C^{красный}(u) \end{cases} \cdot \quad (18)$$

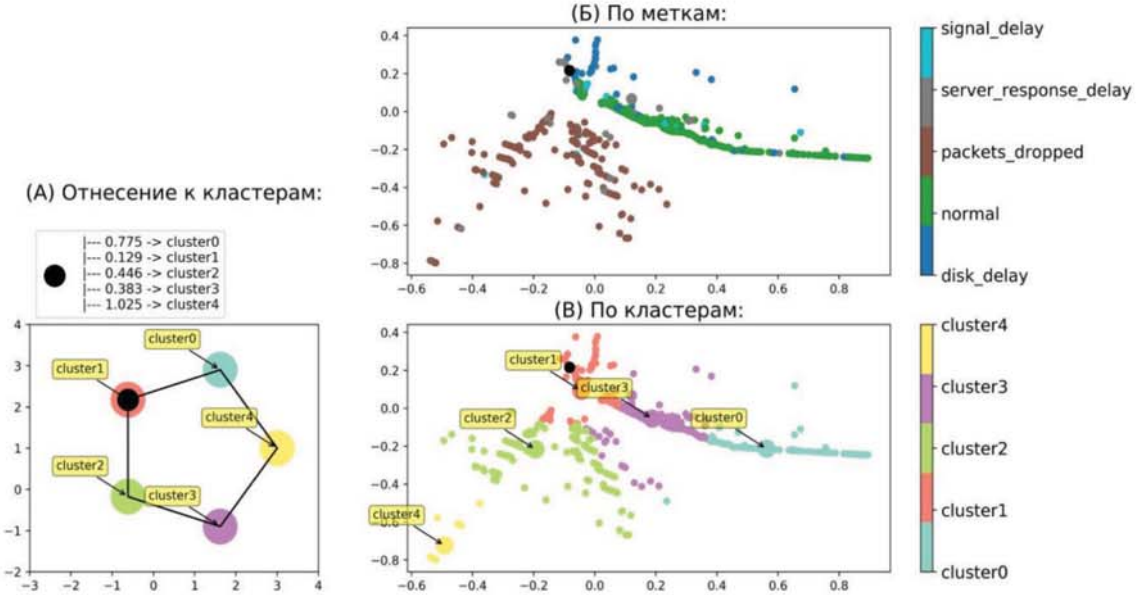

Рис. 3. Результаты кластеризации результатов прогнозирования состояний КС

Здесь $C^{желтый}(u)$ и $C^{красный}(u)$ пороговые уровни оцениваемые на этапе кластеризации. «Зеленый» уровень свидетельствует о отсутствии в прогнозе аномалии, что свидетельствует о нормальном режиме работы КС. «Красный» уровень свидетельствует о возможном появлении в прогнозе аномального состояния КС, является неприемлемым и требует немедленного реагирования. «Желтый» уровень аномальности не является приемлемым, однако не является и критичным.

Выводы

В процессе выполнения работы на основе мониторинга системных показателей, поведения пользователей и анализа системных журналов, а также прогнозирование появления аномальных состояний разработаны алгоритмы обнаружения и прогнозирования аномальных состояний, возникающих в КС. Предложена концепция формализации качества функционирования компьютерной сети под названием "Здоровье КС", а также разработаны алгоритмы, позволяющие выполнять диагностику и прогнозировать «здоровье КС» на основе последовательностных паттернов.

Методами интеллектуального анализа данных, на основе сбора и логирования значимой информации, разработаны методика и алгоритмы диагностики и прогнозирования «здоровья» компьютерной сети.

Выполнены численные оценки кластеризации состояний КС с целью определения характера нарушения «здоровья» сети.

Программный продукт, созданный на базе предложенных в рамках исследования алгоритмов, может быть интересен компаниям, занимающимся производством телекоммуникационного оборудования, эксплуатацией компьютерных сетей, а также операторам сетей передачи данных.

Литература

1. *Xiaohui Gu*. Online Anomaly Prediction for Robust Cluster Systems // IEEE 25th International Conference on Data Engineering. March 2009, pp. 1000-1011. DOI: 10.1109/ICDE.2009.128
2. *Cohen, S. Zhang, M. Goldszmidt, J. Symons, T. Kelly, and A. Fox.* Capturing, indexing, clustering, and retrieving system history. SOSP, 2005.
3. *Mirza M., Sommers J., Barford P., Zhu J.* A Machine Learning Approach to TCP Throughput Prediction // Proc. of ACM SIGMETRICS, 2007.
4. *Шелухин О.И., Рябинин В.С., Фармаковский М.А*. Обнаружение аномальных состояний компьютерных систем средствами интеллектуального анализа данных системных журналов // Вопросы кибербезопасности №2(26), 2018. DOI: 10.21681/2311-3456-2018-2-33-43
5. *Шелухин О.И., Рябинин В.С.* Обнаружение аномалий больших данных неструктурированных системных журналов // Вопросы кибербезопасности. 2019. №2(30). С. 36-41. DOI 10.21681/2311-3456-2019-2-36-41
6. *Gniady C., Butt A.R., Hu Y.C.* Program Counter Based Pattern Classification in Buffer Caching // Proc. of OSDI, 2004.
7. *Mohammed J. Zaki*. SPADE: An Efficient Algorithm for Mining Frequent Sequences // Machine Learning. №42. 2001. C. 31-60.
8. *Jian Pei, Jiawei Han, Behzad Mortazavi-Asl, Jianyong Wang, Helen Pinto, Qiming Chen, Umeshwar Dayal and Mei-Chun Hsu*. Mining Sequential Patterns by Pattern-Growth: The PrefixSpan Approach // IEEE Transactions On knowledge and data engineering. Vol. 16. No. 10. 2004.
9. *Srikant R., Agrawal R*. Mining Sequential Patterns: Generalizations and Performance Improvements // EDBT, 1996.
10. *Agrawal R., Srikant R.* Mining sequential patterns // Proceedings of the Eleventh International Conference on Data Engineering, 1995.
11. *Айвазян С.А., Енюков И.С., Мешалкин Л.Д.* Прикладная статистика. Исследование зависимостей. М.: Финансы и статистика, 1985.
12. *Abbasghorbani S., Tavoli R.* Survey on sequential pattern mining algorithms // 2015 2nd International Conference on Knowledge-Based Engineering and Innovation (KBEI), Tehran. 2015, pp. 1153-1164. doi: 10.1109/KBEI.2015.7436211
13. *Philippe Fournier-Viger, Jerry Chun-Wei Lin, Rage-Uday Kiran, Yun-Sing Koh, and Rincy Thomas*. 2017a. A survey of sequential pattern mining // Data Science and Pattern Recognition 1, 1 (2017), pp. 54-77.
14. *Wensheng Gan, Jerry Chun-Wei Lin, Philippe Fournier-Viger, Han-Chieh Chao, and Philip S. Yu*. A Survey of Parallel Sequential Pattern Mining // ACM Trans. Knowl. Discov. Data. 0, 1, Article 00 (August 2018). 33 p. https://doi.org/0000001
15. *Jen-Wei Huang, Chi-Yao Tseng, Jian-Chih Ou, and Ming-Syan Chen.* A General Model for Sequential Pattern Mining with a Progressive Database Publication // IEEE Transactions On Knowledge And Data Engineering. Vol. 20. No. 9. 2008.
16. *Keshavamurthy B.N., Mitesh Sharma, Durga Toshniwal. B.* Efficient Support Coupled Frequent Pattern Mining Over Progressive Database Publication // International journal of Database Management Systems (IJDMS). Vol. 2. No.2.2010.
17. *K.M.V. Madan Kumar, P.V.S. Srinivas and C. Raghavendra Rao.* Sequential Pattern Mining With Multiple Minimum Supports in Progressive Databases Publication // International Journal of Database Management Systems (IJDMS). Vol. 4. No. 4. 2012.
18. *Молодцов Д.А*. Сравнение и продолжение многозначных зависимостей // Нечеткие системы и мягкие вычисления. 2016. Том 11, выпуск 2. С. 115-145.
19. *Барсегян А.А., Куприянов М.С., Степаненко В.В., Холод И.И.* Методы и модели анализа данных: OLAP и Data Mining. СПб.: БХВ-Петербург, 2004.

HEALTH MONITORING OF A COMPUTER NETWORK BASED ON SEQUENTIAL ANALYSIS OF SERIAL PATTERN

Oleg I. Sheluhin, *MTUCI, Moscow, Russia,* ***sheluhin@mail.ru***
Andrey V. Osin, *MTUCI, Moscow, Russia,* ***osin_a_v@mail.ru***
Denis V. Kostin, *MTUCI, Moscow, Russia,* ***d.v.kostin@mail.ru***

Abstract
To solve the problems of monitoring the "health" of a computer network, it is proposed to use the methods and algorithms of statistical data processing, machine learning, and the intellectual analysis of historical data obtained by studying the behavior of the network in the past to extract patterns. We proposed to use the method of selecting the most appropriate pattern for "network health" to predict anomalous events in a computer network by using sequential analysis of extracted series of patterns. The stages of forecasting based on sequential patterns and the structure of the implemented algorithm for calculating the forecast of the current state of a computer system are considered in the article. It is proposed to use the Pareto function as a target function for optimizing the hyperparameters of the forecasting algorithm. The best set of parameters is determined by the maximum value of the target function. Service Level Objectives and Service Level Agreement are used as system indicators characterizing the "health of the computer network". A visualization of the clustering of states of a computer network is considered using a specific example using the k-means algorithm and the dimensional reduction algorithm TSNE. It is proposed to evaluate the "network health" as the distance of the forecast of the state of the computer network to the region of anomalous states formed as a result of clustering in the form of the distance to the nearest cluster centers, on an ordinal scale from 1 to 5. The paper proposes to evaluate the "health of the network using the "Green", "Yellow" and "Red" levels.

Keywords: *anomaly states, computer network, forecasting, machine learning; data mining, monitoring system metrics, clustering, sequential analysis, pattern.*

References

1. Xiaohui Gu. (2009). Online Anomaly Prediction for Robust Cluster Systems. *IEEE 25th International Conference on Data Engineering*. March 2009. Pages 1000-1011. DOI: 10.1109/ICDE.2009.128
2. Cohen, S. Zhang, M. Goldszmidt, J. Symons, T. Kelly, and A. Fox. (2005). Capturing, indexing, clustering, and retrieving system history. *SOSP*.
3. M. Mirza, J. Sommers, P. Barford, and J. Zhu. (2007). A Machine Learning Approach to TCP Throughput Prediction. *Proc. of ACM SIGMETRICS*.
4. Sheluhin O.I., Ryabinin V.S., Farmakovsky M.A. (2018). Detection of abnormal conditions of computer systems by means of data mining system logs. *Cybersecurity Issues* No. 2 (26). DOI: 10.21681 / 2311-3456-2018-2-33-43
5. Sheluhin O.I., Ryabinin V.S. (2019). Detecting Big Data Anomalies in Unstructured System Logs. *Cybersecurity Issues.* No. 2 (30), pp. 36-41. DOI 10.21681 / 2311-3456-2019-2-36-41
6. C. Gniady, A. R. Butt, and Y. C. Hu. (2004). Program Counter Based Pattern Classification in Buffer Caching. *Proc. of OSDI*.
7. Mohammed J. Zaki. (2001). SPADE: An Efficient Algorithm for Mining Frequent Sequences. *Machine Learning*. No.42, pp. 31-60.
8. Jian Pei, Jiawei Han, Behzad Mortazavi-Asl, Jianyong Wang, Helen Pinto, Qiming Chen, Umeshwar Dayal and Mei-Chun Hsu. (2004). Mining Sequential Patterns by Pattern-Growth: The PrefixSpan Approach. *IEEE Transactions On knowledge and data engineering*. Vol. 16. No. 10.
9. R. Srikant, R. Agrawal. (1996). Mining Sequential Patterns: Generalizations and Performance Improvements, EDBT.
10. R.Agrawal and R.Srikant. (1995). Mining sequential patterns. *Proceedings of the Eleventh International Conference on Data Engineering.*
11. Ayvazyan S.A., Enyukov I.S., Meshalkin L.D. (1985). *Applied statistics. Dependency research*. Moscow: Finance and statistics.
12. S. Abbasghorbani and R. Tavoli. (2015). Survey on sequential pattern mining algorithms. *2015 2nd International Conference on Knowledge-Based Engineering and Innovation (KBEI)*, Tehran, pp. 1153-1164. doi: 10.1109/KBEI.2015.7436211
13. Philippe Fournier-Viger, Jerry Chun-Wei Lin, Rage-Uday Kiran, Yun-Sing Koh, and Rincy Thomas. (2017). A survey of sequential pattern mining. *Data Science and Pattern Recognition 1*, 1, pp. 54-77.
14. Wensheng Gan, Jerry Chun-Wei Lin, Philippe Fournier-Viger, Han-Chieh Chao and Philip S. Yu. (2018). A Survey of Parallel Sequential Pattern Mining. ACM Trans. Knowl. Discov. Data. 0, 1, Article 00 (August 2018), 33 p. https://doi.org/0000001
15. Jen-Wei Huang, Chi-Yao Tseng, Jian-Chih Ou, and Ming-Syan Chen. (2008). A General Model for Sequential Pattern Mining with a Progressive Database Publication. *IEEE Transactions On Knowledge And Data Engineering*. Vol. 20. No. 9.
16. Keshavamurthy B.N., Mitesh Sharma, Durga Toshniwal. B. (2010). Efficient Support Coupled Frequent Pattern Mining Over Progressive Database Publication. *International journal of Database Management Systems (IJDMS)*. Vol. 2. No.2.
17. K.M.V. Madan Kumar, P.V.S. Srinivas and C. Raghavendra Rao. (2012). Sequential Pattern Mining With Multiple Minimum Supports in Progressive Databases Publication. *International Journal of Database Management Systems (IJDMS)*. Vol. 4. No. 4.
18. D. A. Molodtsov. (2016). Comparison and continuation of multi-valued dependencies. *Fuzzy Systems and Soft Computing.* Vol. 11, Issue 2, pp. 115-145.
19. Barseghyan A.A., Kupriyanov M.C., Stepanenko B.B., Kholod I.I. (2004). Methods and models of data analysis: OLAP and Data Mining. SPb.: BH St. Petersburg.

Information about authors:

Oleg I. Sheluhin, *doctor of technical sciences, professor, head of the Department of Information Security, MTUCI, Moscow, Russia*

Andey V. Osin, *PhD, MTUCI, Moscow, Russia*

Denis V. Kostin., *graduate student, MTUCI, department of information security, Moscow, Russia*

ПУТИ ФОРМИРОВАНИЯ ПРЕЦИЗИОННОЙ ШКАЛЫ ВРЕМЕНИ НАЦИОНАЛЬНОЙ СЕТИ СВЯЗИ

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-2-17-24

Рыжков Анатолий Васильевич,
МТУСИ, Москва, Россия, ***ryjkov.anatoly@yandex.ru***

Шварц Михаил Львович,
МТУСИ, Москва, Россия, ***mschwartz@smsync.ru***

Ключевые слова: *шкала времени, сетевая синхронизация, сетевые протоколы времени NTP, PTP и SIRF, методы сличения и распределения шкал времени, магистральная и мобильная сети связи, когерентная сеть.*

В последние два десятилетия в мировой практике большое внимание уделяется распределению сигналов единого и точного времени (ЕТВ) от государственных (национальных) эталонов частоты и времени по волоконно-оптическим линиям связи (ВОЛС) в качестве основной среды доставки сигналов ЕТВ с дополнением сигналами спутниковых радионавигационных систем (СРНС). Обобщен опыт сличения и воспроизведения шкалы времени (ШВ) ведущих часов сетей электросвязи с государственной ШВ UTC(SU), как через систему ГЛОНАСС/GPS, так и через среду ВОЛС с непосредственным подключением к эталонам Государственной (национальной) службы времени и частоты (ГСВЧ).
Рассмотрены два основных направления уменьшения погрешности воспроизведения и хранения единиц частоты и времени у потребителя:
• создание новых технических средств (стандартов частоты и времени и аппаратуры внешних сличений);
• внедрение прецизионной среды распространения и аппаратуры сличений ведомых часов.
Проведен анализ совершенствования опорных источников частоты и времени, применяемых на сетях связи, по материалам Рекомендаций МСЭ-Т серий G.81xx и G.82xx. Приведены точностные характеристики. Оценены возможности ВОЛС по доставке и распределению сигналов ЕТВ, сделан однозначный вывод о приоритетности их использования там, где это только возможно. Представлены многоуровневая система распределения и доставки сигналов ЕТВ потребителю по ВОЛС, облик современного (перспективного) первичного эталона частоты и времени (ПЭВЧ) и структурная схема частотно-временного обеспечения сети связи общего пользования для создания когерентной системы ЕТВ.

Информация об авторах:
Рыжков Анатолий Васильевич, *г.н.с., д.т.н., профессор, МТУСИ, Москва, Россия*
Шварц Михаил Львович, *начальник отдела, к.т.н., МТУСИ, Москва, Россия*

Для цитирования:
Рыжков А.В., Шварц М.Л. Пути формирования прецизионной шкалы времени национальной сети связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №2. С. 17-24.

For citation:
Ryzhkov A.V., Schwartz M.L. (2020) Ways of forming a precision time scale of the national communication network. *T-Comm*, vol. 14, no.2, pp. 17-24. (*in Russian*)

Введение

В настоящее время промышленность, транспорт, оборона, наука, телекоммуникации, наземная и космическая навигация ориентированы преимущественно на использование сигналов единого точного времени (ЕТВ), передаваемых спутниковыми радионавигационными системами (СРНС). Однако, из-за отсутствия альтернативных решений по доставке сигналов ЕТВ, возможные преднамеренные/непреднамеренные воздействия (физические или электромагнитные, включая чрезмерную активность Солнца) на СРНС могут привести к катастрофическим последствиям в части обороны и безопасности страны. Важность наличия прецизионной шкалы времени (ШВ) в автоматизированных системах управления технологическими процессами (АСУТП) подтвердим примером. Беспилотный космический корабль Boeing CST-100 Starliner, как заявил глава NASA Джим Брайденстайн в Twitter, не выполнил задачу стыковки с МКС 21 декабря 2019 г. и вернулся на Землю из-за нештатной ситуации на борту, вызванной сбоем в системе подсчета полетного времени, израсходовав при этом больше топлива, чем предполагалось. Из-за сбоев в диагностике функциональных отказов – неточных или неправильно принятых меток времени теряется хронологическая достоверность телеметрической информации, нарушается последовательность выполнения программ в пространственно разнесенных сетевых элементах, возможно пропадание архивных данных и нарушение безопасности доступа к ресурсам сети.

В последние два десятилетия в мировой практике большое внимание уделяется распределению сигналов ЕТВ от государственных (национальных) эталонов частоты и времени по волоконно-оптическим линиям связи (ВОЛС) в качестве основной среды не отрицая использование сигналов СРНС[1]. Например, на 42-й международной встрече по системам и приложениям точного времени (Precise time and time interval (PTTI)), прошедшей в США, штат Вирджиния 15-18 ноября 2010 г., сформулирована задача достижения к 2030 г. в глобальных сетях связи точности ШВ на уровне десятков наносекунд. Попытаемся доказать реальность достижения таких точностей на примере использования ВОЛС в качестве системы распределения и доставки сигналов ЕТВ.

Пути уменьшения погрешности воспроизведения и хранения единиц частоты и времени у потребителя.

Уменьшение погрешности воспроизведения и хранения единиц частоты и времени у потребителя в мировой и отечественной практике идет по двум основным направлениям.

Первое из них связано с совершенствованием и созданием новых технических средств (стандартов частоты и времени и аппаратуры внешних сличений), находящихся в компетенции национальных служб времени и частоты того или иного государства. Например, национальный институт по стандартам и технологиям США (NIST) официально запустил атомные часы NIST-F2 (2014 г.), которые являются самым точным гражданским стандартом времени и частоты. Часы NIST-F2 обеспечивают втрое лучшую точность по сравнению с часами NIST-F1, работающими с 1999 г., обеспечивающими относительную точность воспроизведения единицы времени – секунды – порядка $3 \cdot 10^{-16}$ (уход часов составляет 1 секунду за 70 миллионов лет). Погрешность измерения в NIST-F2 не превышает 1 секунды за 300 миллионов лет. Государственный первичный эталон единиц времени, частоты и национальной ШВ России (ГЭТ 1-2018) обеспечивает точность порядка $3 \cdot 10^{-16}$ и соответствует лучшим зарубежным аналогам. Системы СРНС, связи и даже системы электроснабжения (стандарт МЭК 61850) полагаются именно на атомные часы. По словам ученых из этой области знаний даже небольшое улучшение в работе подобных приборов ведет к появлению новых технологий.

Наблюдается аналогичное улучшение характеристик первичных опорных источников частоты и времени, используемых в сетях электросвязи, вызванное ростом скоростей передачи информации, обеспечением достоверности информации, минимизацией задержек в сетях связи, определяющих качество связи, разнообразием предоставляемых услуг и различных приложений.

На первом этапе развития ВОЛС требования к стабильности частоты были определены в Рекомендациях Международного союза электросвязи (МСЭ-Т) серии G.8xx. В частности, в G.811 (редакция от 09/1999) сформулированы требования к первичным эталонным источникам (ПЭИ) и к первичным эталонным генераторам (ПЭГ) сетей связи с коммутацией каналов, относительные точность и стабильность частоты которых должны быть не хуже $1 \cdot 10^{-11}$. Затем эти требования были ужесточены в G.811.1 (редакция от 08/2017) – не хуже $1 \cdot 10^{-12}$. Обычно ПЭГ представляет собой комплекс из трех эталонных источников частоты – 2 атомных стандарта (цезий или водород) и 1 приемник сигналов СРНС + вторичный задающий генератор (ВЗГ). При этом ПЭГ выдает в сеть только тактовую частоту.

В Рекомендации G.8272/Y.1367 (10/2012) определены характеристики синхронизации первичных эталонов частоты и времени (ПЭВЧ – Primary Reference Time and Clock – PRTC), предназначенных для временной синхронизации в сетях связи с коммутацией пакетов с использованием двухстороннего прецизионного сетевого протокола времени – PTP (Precision Time Protocol). Нормируемая ***точность ШВ для ПЭВЧ ±100 нс*** за период активной эксплуатации. ПЭВЧ в качестве эталонов использует стандарты частоты (цезиевые или водородные) и синхронизатор ШВ по сигналам СРНС, а также ВЗГ в качестве формирователя эталонных синхросигналов частоты.

Для реализации высоких точностей формирования, передачи и подстройки ШВ использованием протокола PTP применяются быстродействующие программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) с тактовой частотой более 100 МГц, которые выступают в роли цифрового вычислительного синтезатора частот, основанного на цифровом накоплении и управлении начальной фазой.

В Рекомендации G.8272.1 (2016) определены характеристики усовершенствованного ПЭВЧ – уПЭВЧ (ePRTC), в составе которого также используется комбинация трех эталонов частоты, включая приемник СРНС и модуль комбайнера, формирующего высокоточную ШВ. Нормируемая ***точность шкалы времени ±30 нс.***

В разрабатываемой новой версии **Рекомендации G. 8275** (ожидаемое завершение в 2020 г.) речь идет о когерентной системе, на основе уПЭВЧ (cn-PRTC), получающих опорный сигнал ЕТВ непосредственно от эталонов ГСВЧ по протоколу PTP специального профиля – White Rabbit (проект стандарта IEEE 1588v3, 2019 г.). **Субнаносекундная точность** синхро-

низации в этой версии сервера PTP достигается путём организации передачи и приёма данных в едином выделенном оптическом волокне, усовершенствованием самого протокола обмена между ведущими и ведомыми часами и калибровки всех элементов системы, а также получением сигналов ETB от ГСВЧ. Для реализации когерентного режима работы уПЭВЧ между ними также организуются связи по протоколу PTP.

Для реализации когерентной системы также может использоваться специальная отечественная аппаратура передачи сигналов времени и частоты (АПСВЧ) с оптическим модемом (производитель ООО «АЛТО», Россия) по выделенным оптическим соединениям с непосредственным подключением к источникам ШВ ГСВЧ. Характеристики cn-PRTC будут определяться характеристиками национальных государственных эталонов времени и частоты (ГЭВЧ), а также качеством оптических соединений через ВОЛС.

Второе направление повышения точности ШВ у потребителя связано с внедрением прецизионной аппаратуры сличений ведомых часов у потенциальных клиентов по ведущим часам, например, в России по часам ГСВЧ. Сигналы ETB национальной шкалы РФ (UTC (SU)) распространяются различными средствами и методами, включая ВОЛС, радиостанции, телевидение, СНРС, телефонные линии и «возимые часы» (рисунок 1 по данным на начало нынешнего столетия). Потребитель получает сигналы ETB с точностью, зависящей от погрешностей, вносимых средствами формирования, передачи, восстановления и методами распределения сигналов.

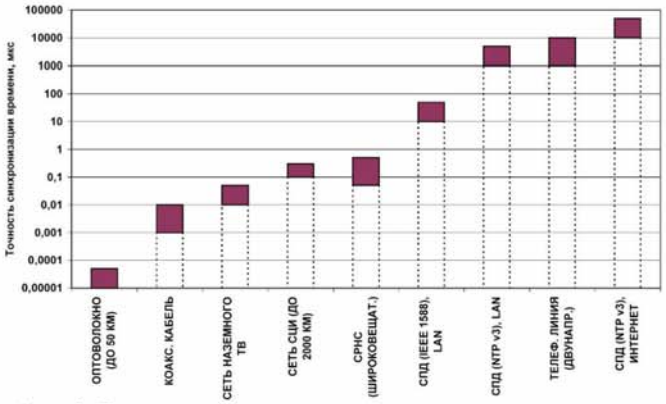

Рис. 1. Точность синхронизации времени в различных сетях

Для формирования прецизионной ШВ национальной сети связи безальтернативным вариантом является использование ВОЛС. Так, например, оператор связи ЗАО «Компания ТрансТелеКом» (ТТК), один из крупнейших операторов связи в России, завершил в 2017 г. процесс перевода всего международного магистрального трафика на сеть Long Haul DWDM. Ультрасовременная сеть ТТК обеспечивает безопасную передачу трафика на тысячи километров с малым количеством точек регенерации и минимальной задержкой сигнала, а, следовательно, с минимальными асимметрией и вариациями задержки передачи сигналов времени в прямом и обратном направлениях, открывающей возможность реализации когерентной сети. Под точкой регенерации трафика понимается узел сети, на котором происходит оптоэлектрическое преобразование каналов DWDM, т.е. превращение оптического сигнала в электрический сигнал и обратно.

На рисунке 2 представлено сравнение максимальной ошибки MRTIE и девиации TDEV временного интервала на трассе Новосибирск – Челябинск для трактов СЦИ и DWDM. Желтая кривая – СЦИ, моренго – DWDM, синяя – ограничительная Маска G.812, зеленая для частоты СРНС приемника относительно частоты системы ТСС тракта передачи, подверженного температуре окружающей среды (волоконно-оптический кабель на опорах контактной сети).

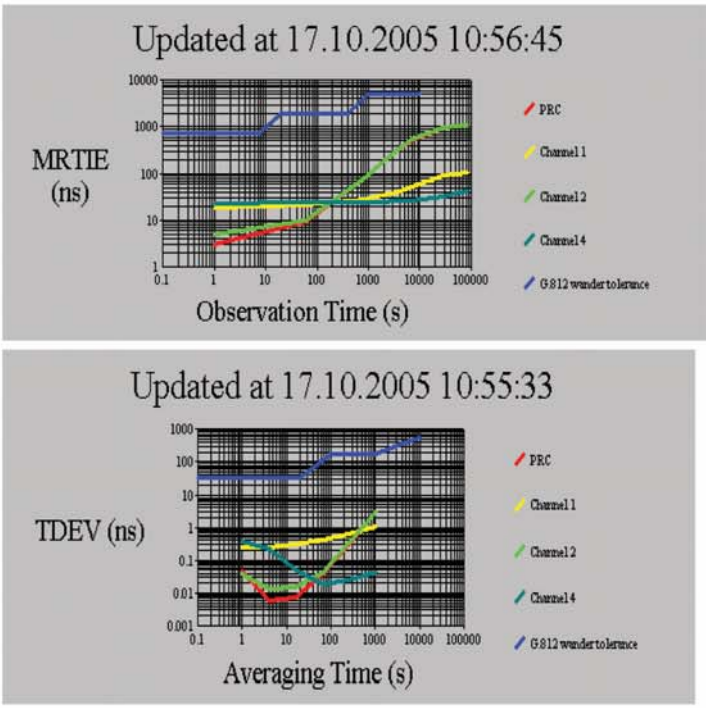

Рис. 2. Значения МОВИ и ДВИ в трактах СЦИ и DWDM на трассе Новосибирск – Челябинск

Технология Long Haul DWDM позволяет создавать участки безрегенераторной передачи в наземных сетях связи на расстояниях более 4000 км (это длина маршрута от Санкт-Петербурга до Новосибирска). При этом задержка сигнала на участке сети от Франкфурта до Гонконга составляет всего 153 мс.

В будущем, в рамках развития сети Long Haul DWDM планируется увеличить количество точек ввода-вывода трафика, что улучшит доступность сети не только для зарубежных клиентов, но и для внутрироссийских. Это позволит обеспечить доступ операторам сетей связи пятого поколения (5G) к магистральной сети связи.

Сети 5G особенно нуждаются не только в передаче больших объемов информации, но и в получении высокоточных сигналов синхронизации по частоте, фазе и времени. Например, военные эксперты предвидят (Центр исследования глобализации (Centre for Research on Globalization, Монреаль, Канада)), что система 5G будет играть важную роль в использовании гиперзвукового оружия – ракет, в том числе с ядерными боеголовками, которые движутся со скоростью с числом Маха выше 5 (в пять раз выше скорости звука). Чтобы направлять их по переменным траекториям, меняя направление за доли секунды для ухода от ракет-перехватчиков, необходимо собирать, обрабатывать и передавать огромные объемы данных в очень короткие сроки.

То же самое необходимо для активации защиты в случае нападения с использованием этого типа оружия. Поскольку времени для принятия таких решений недостаточно, то единственная возможность – полагаться на автоматические системы, связанные между собой через сети 5G, обеспечивающие высокоточную сетевую синхронизацию по частоте, фазе и времени. Локальные сети этого типа уже работают в США, Швейцарии, Китае и Южной Корее. Через пять лет до 20% мобильного трафика будет идти через 5G [https://www.rbc.ru/trends/industry/5db9815a9a79475ea95ea9d0].

Протоколы сличения времени

Протокол сетевого времени (Network Time Protocol – NTP) – протокол общего пользования. Несмотря на название, NTP – это не только и не столько протокол, это, скорее, комплексная технология систематического распространения времени от национальных стандартов по Интернету, по частным и корпоративным сетям. Технология оказалась всеобъемлющей, вездесущей и не зависящей от частных интересов. Она развивалась от NTPv1 до NTPv4, продолжает совершенствоваться и стала хрестоматийной [2]. Конечная цель NTP состоит в том, чтобы синхронизировать часы во всех охваченных компьютерах с точностью до нескольких миллисекунд по отношению к UTC. Результаты использования серверов NTP первого уровня (Stratum 1) ГСВЧ в интересах любого потребителя представлены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты измерений по Методике с использованием серверов NTP первого уровня ГСВЧ

№ п/п	Город	Адрес в Интернете	Точка приема	Точность, мс
1	Москва (Менделеево)	ntp1.vniiftri.ru ntp2.vniiftri.ru ntp3.vniiftri.ru ntp4.vniiftri.ru	МТУСИ	2 – 3 Через **Stratum 2** (ССВ-1Г) **5 - 6 мс**
2	Иркутск	ntp1.vniiftri.irkutsk.ru ntp1.vniiftri.irkutsk.ru	МТУСИ	4 – 6
3	Хабаровск	ntp1.vniiftri.khv.ru ntp1.vniiftri.khv.ru	МТУСИ	5 – 8

Протокол прецизионного времени (Precision Time Protocol – PTP). PTP также прошёл несколько версий от PTPv1 (2005) [3] до PTPv3 (2020) [G. 8275] и имеет несколько профилей для различных областей техники – связи, энергетики, телевещания и т.п. Основная цель использования PTP – достижение прецизионной (субмикросекундной) синхронизации ШВ за счет высокой скорости обмена сообщениями и применения аппаратных часов. PTP протокол позволяет обеспечить не только высокую точность синхронизации ШВ (доли мкс), но и воспроизвести у пользователя сигнал стандартной частоты с высокой точностью.

Это особенно актуально для пакетных сетей, в том числе для сетей мобильной и сотовой связи (требуемая точность порядка 100 нс), не имеющих из-за пакетной передачи информации доступа к системе тактовой сетевой синхронизации (ТСС) магистральных сетей и в смешанных сетях с коммутацией каналов и пакетов.

Например, при работе в цепи PTP сервер – СПД на участке Москва – Новосибирск – Москва – PTP клиент (рис. 3) точность воспроизведения частоты составила лучше $1 \cdot 10^{-12}$ за трое суток. При этом девиация фазы не превышала 800 нс. Это результаты эксперимента 2012 года с применением устаревшего оборудования PTPv2 с профилем настроек по рек. G.8265.1, связанного через СПД без поддержки протокола.

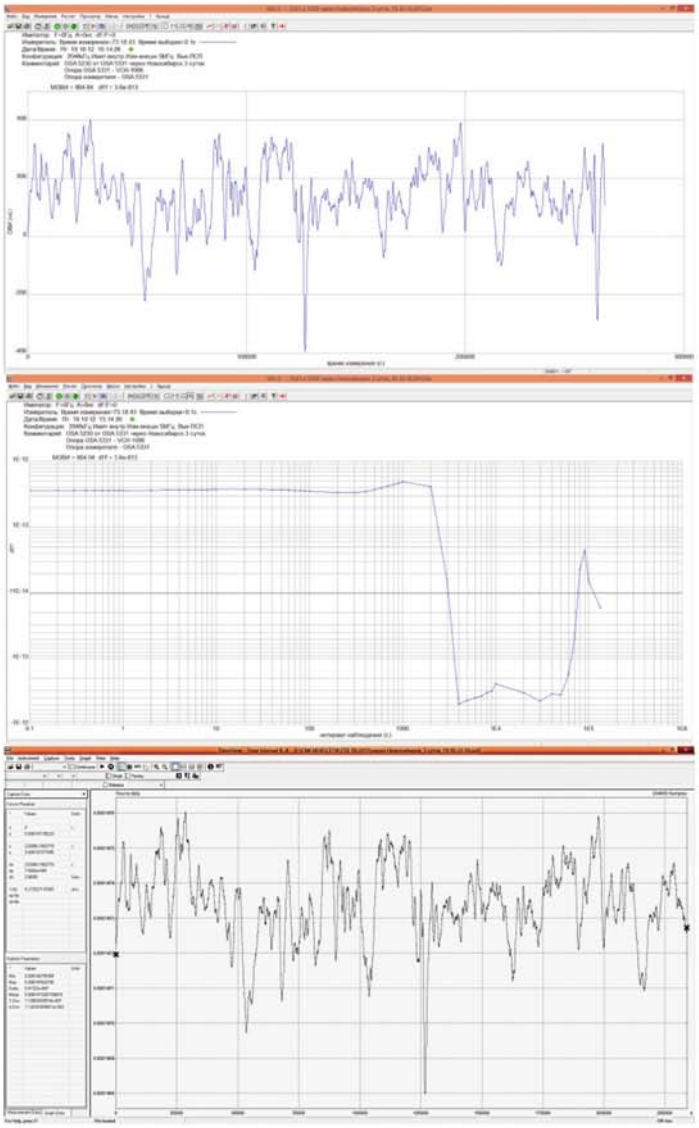

Рис. 3. Восстановление частоты и фазы: PTP сервер – СПД Москва – Новосибирск – Москва – PTP-клиент. Отклонения частоты – не более $1 \cdot 10^{-12}$, девиация фазы – не более 800 нс

Протокол реализован в ряде устройств многих производителей:

– **гроссмейстерские часы (Telecom Grandmaster, GM – Источник Сигналов Синхронизации (ИСС))** – основной источник данных о времени, оснащенный встроенным приемником сигналов СРНС. GM способны получать информацию о точном времени не только от системы СРНС, но и от эталонов ГСВЧ по протоколу PTP для резервирования (режим работы APTS - Assisted Partial Timing Support, т.е. возможность автоматического выбора источника ШВ для GM);

– **ведущие часы (Primary reference time clocks, PC)** – источник данных о времени, по которому синхронизируются другие часы в сети (сигналы приёмников СРНС, эталоны времени ГСВЧ).

– **ведомые часы (Telecom Slave Clock, TSC)** – конечное устройство с поддержкой протокола PTP, которое синхронизируется по протоколу PTP; получает информацию в формате протокола PTP от ведущего устройства PTP; формирует необходимые данные в различных форматах протоколов и сигналов времени для устройств пользователей.

– **прозрачные часы (Telecom Transparent Clock, TC)** – встроенное в коммутатор Ethernet устройство, которое измеряет время прохождения пакетов PTP через коммутатор и записывает измеренное значение в выходном пакете, что даёт возможность оконечным часам вычислить одностороннюю задержку пакета и учесть асимметрию времени передачи и приёма.

– **пограничные часы (Telecom Boundary Clock, BC)** – часы, оснащенные несколькими портами PTP и способные выступать ведомыми часами по отношению к вышестоящим источникам сигналов времени и ведущими по отношению к нижестоящим устройствам.

Оценка точности ШВ производится по параметру, называемому **ошибка времени (ОВ) (Time Error – TE)** фазы сигнала 1PPS (т.е. сигнала, обозначающего момент времени начала отсчёта новой секунды), который определяется точностью установки фазы в сравнении с эталонной ШВ (для РФ это UTC(SU)). На выходе оборудования ПЭВЧ и ИСС величина ОВ не должна превышать ±100 нс согласно нормам рек. МСЭ-Т G.8272, а для модифицированных версий (уПЭВЧ и уИСС) – не более ±30 нс по рек. МСЭ-Т G.8272.1.

Кроме того, версия PTP протокола White Rabbit (Белый Кролик) доказывает, что субнаносекундная точность достижима в Ethernet на базе ВОЛС с минимальным числом переприемов.

Протокол SIRF (Binary Protocol Specification)

При построении опорной сети ЕТВ может использоваться аппаратура распределения сигналов времени (АРСВ) [4] или её улучшенная версия – АПСВЧ, специально разработанная для передачи сигналов времени по ВОЛС в свободных битах (Sa4-Sa8) заголовка потока E12 посредством цифровых систем передачи сети с коммутацией каналов (TDM). АРСВ разрабатывалась в соответствии с техническими требованиями ОАО «НИИАС» и ЗАО «Компания ТрансТелеКом», утвержденными ОАО «РЖД».

Аппаратура АРСВ предназначена для работы в составе системы ЕТВ, формирования и передачи сигналов ШВ по цифровым каналам ВОЛС на большие расстояния по протоколу SiRF. Шаг коррекции шкалы времени в АРСВ составляет 15,26 нс, в АПСВЧ – менее 1 нс. Реализовано ее сопряжение с ГЭВЧ, позволяющее строить систему ЕТВ, привязанную с требуемой точностью к шкале UTC (SU) через ВОЛС. Такие системы внедрены и эксплуатируются в ОАО «РЖД» и ЗАО «Компания ТрансТелеКом» с выходом на ЦБ РФ. Способ защищен патентом РФ [5].

Проведенные исследования позволили определить общие подходы к построению опорной сети ЕТВ с использованием АРСВ, обладающей при соответствующей организации трактов передачи точностью в десятки наносекунд, повышенной информационной безопасностью и стойкостью к электромагнитной обстановке, исключением активности (влияния) солнца и гарантией качества услуги.

При использовании АПСВЧ точность может быть повышена до единиц наносекунд.

Макет АПСВЧ испытан на базе ГСВЧ в институте ВНИИФТРИ. Потенциальная точность сличений шкал времени пространственно разнесенных стандартов частоты и времени с использованием оптических преобразователей (модемов) и ВОЛС протяженностью до 100 км (одноинтервальная линия) **< 600 пс**. Использование ее в составе cn-PRTC предложено в [6]. Рисунок 4 иллюстрирует, соответственно, возможную работу PTP по IP, а работу АРСВ по СЦИ.

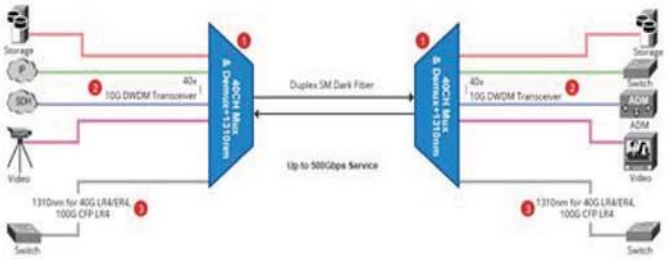

Рис. 4. Тракт DWDM

Структура системы формирования прецизионной шкалы времени национальной сети связи

В [7] представлен вариант реализации частотно-временного обеспечения сетей связи общего пользования (ССОП), направленный на обеспечение устойчивого функционирования, безопасности и целостности ССОП, преследующий цель создания в ССОП многоуровневой системы опорных узлов формирования шкалы времени (ОУФШВ). ОУФШВ [6] (рис. 5) могут и должны размещаться на ведущих узлах связи – местах расположения ПЭГ и ВЗГ, местах точек ввода-вывода трафика сети Long Haul DWDM. Благодаря высокой стабильности ПЭИ (например, для водородного стандарта типа VCH 1008C суточная относительная нестабильность частоты выходного сигнала лучше $2 \cdot 10^{-14}$, т.е. ОВ не более 2 нс в течение суток [8]) и использованию приемника сигналов СНРС для коррекции ШВ ОУФШВ поддерживает ШВ с точностью лучше, чем ±30 нс в течение 15 суток, что спасает от возможных коллизий на сети связи.

Для прослеживаемости формируемых ШВ относительно UTC(SU) и обеспечения требуемых метрологических характеристик актуальной является задача синхронизации ОУФШВ первого уровня с использованием эталонной базы ГСВЧ РФ. При этом, в соответствии с Государственной поверочной схемой для средств измерений времени и частоты ГОСТ 8.129-99, передаётся размер единиц времени и частоты от государственных эталонов времени и частоты к рабочим эталонам ОУФШВ.

Эталоны времени и частоты ГСВЧ, расположенные в различных регионах России (Московская область, Новосибирск, Иркутск, Хабаровск, Петропавловск-Камчатский и др.), позволяют формировать ШВ, расхождение которых относительно UTC(SU) не превышает нескольких единиц наносекунд. По эталонам ГСВЧ можно сличать (синхронизировать) рабочие эталоны ОУФШВ по ВОЛС непосредственно и/или через систему ГЛОНАСС. Первый вариант, как уже отмечалось, предпочтителен, так как не подвержен электромагнитным воздействиям, включая преднамеренные помехи, не связан с особенностями размещения антенн СРНС и должен использоваться с первым приоритетом.

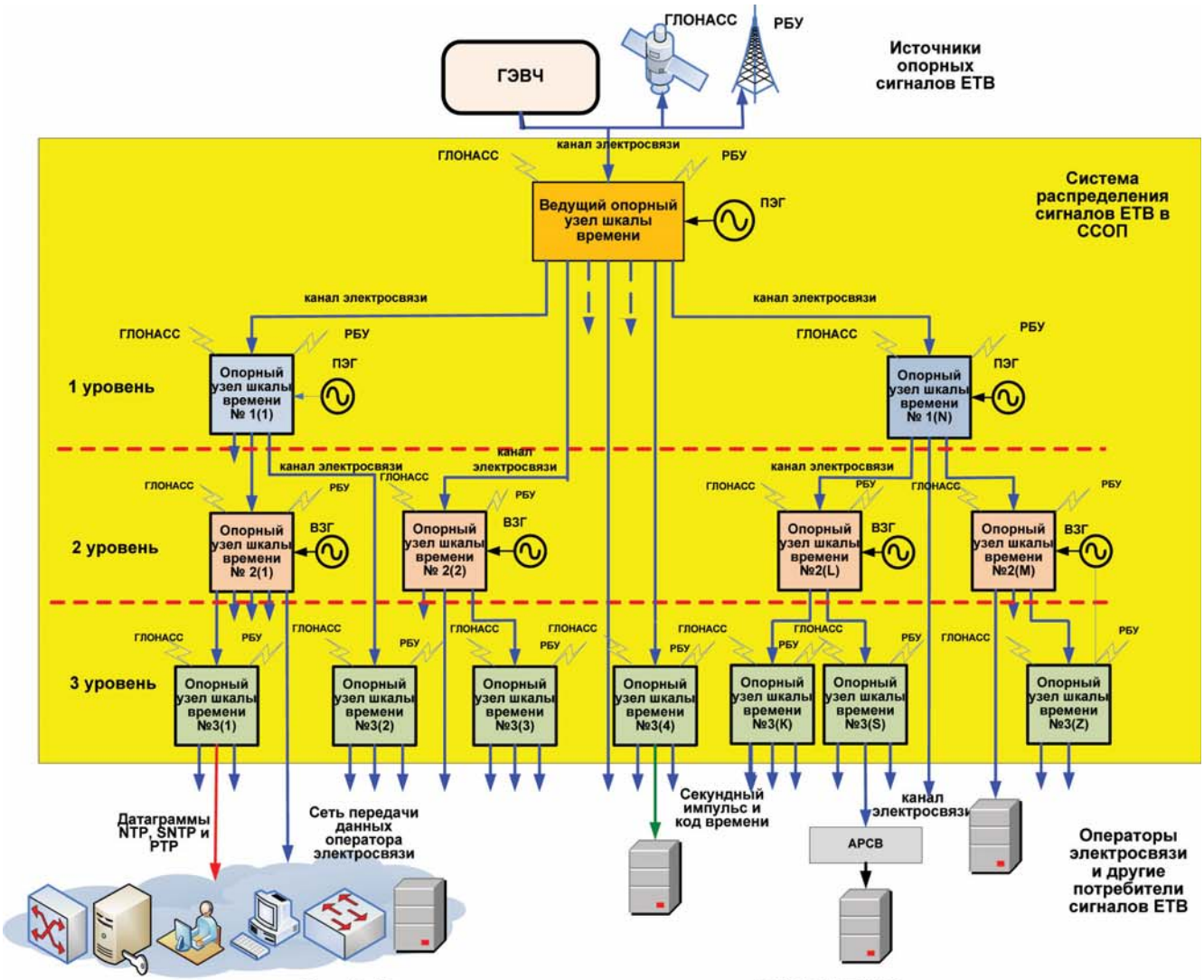

Рис. 5. Многоуровневая система опорных узлов ШВ (ОУФШВ)

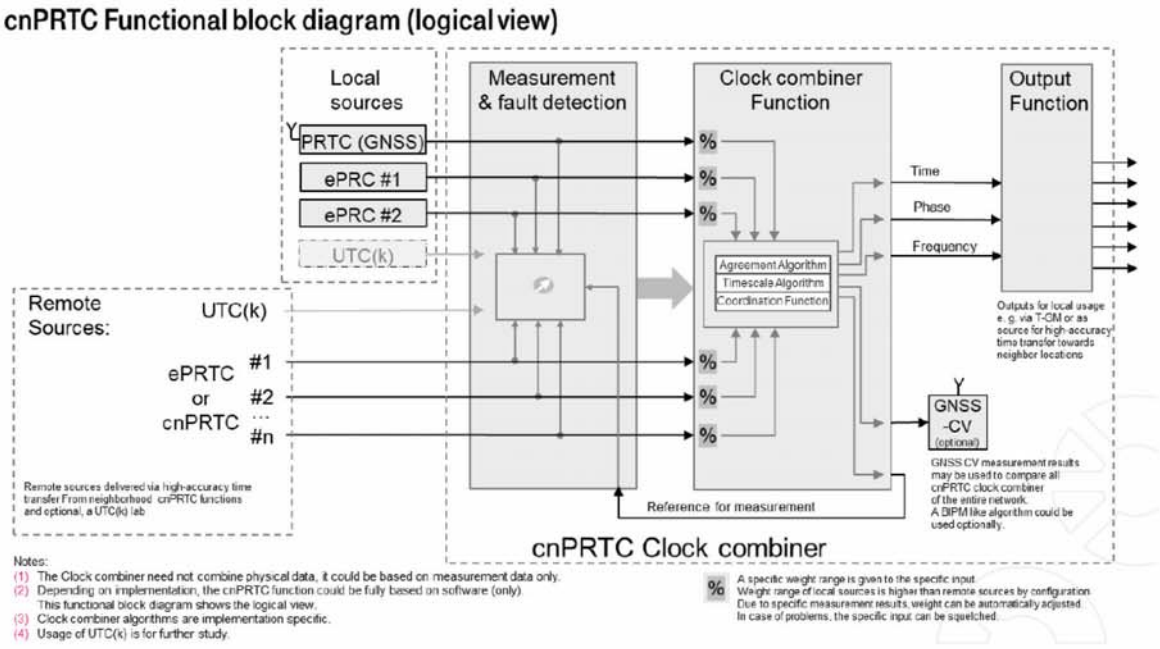

Рис. 6. Функциональная схема cn-PRTC

Его реализацию возможно осуществить с помощью АПСВЧ с оптическим модемом производства ООО «АЛТО» или PTPv3 (White Rabbit) с предельной (доли наносекунд) точностью. Второй, резервный вариант, с использованием приемника сигналов ГЛОНАСС/GPS.

Оба варианта позволяют осуществить синхронизацию ОУФШВ ССОП с погрешностью, не превышающей единицы, десятки наносекунд, соответственно. Совместное использование вариантов гарантирует высокую надежность сети связи в целом и качество услуг.

На рисунке 6 представлена функциональная схема cn-PRTC (когерентный уПЭВЧ, фактически реализующий функции ОУФШВ), который синхронизируется через ВОЛС по сигналам эталонов ГСВЧ. В результате все, связанные взаимной синхронизацией cn-PRTC, превращают ССОП с несколькими зонами синхронизации, работающими между собой в псевдосинхронном режиме, в единую когерентную сеть с единой системой сетевой синхронизации частоты и времени, а также единой системой мониторинга и управления (рис. 7).

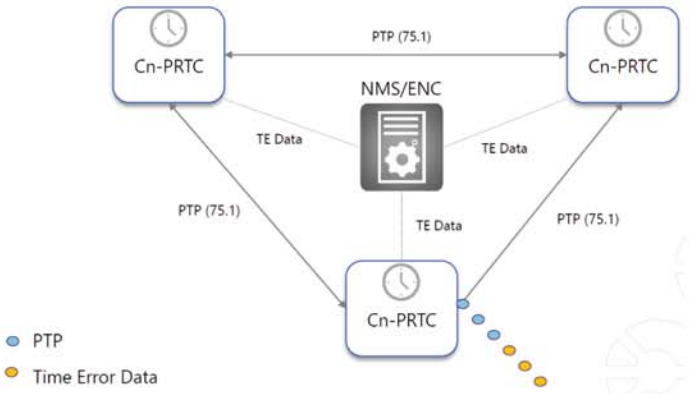

Рис. 7. Когерентная сеть cn-PRTC

Наличие в России нескольких основных операторов фиксированной связи с реализованной технологией Long Haul DWDM позволяет иметь достаточное количество доступных точек ввода-вывода трафика сетей Long Haul DWDM, включая места дислокации вторичных задающих генераторов, укомплектованных модулями серверов NTP и PTP, в том числе для систем синхронизации ШВ на основе протокола PTP в соответствии с рекомендациями:

– G.8272/Y1367 – (11/2011) – PRTC (ПЭВЧ)
– G.8272.1/Y1367.1 – (11/2016) – PRTC (уПЭВЧ)
– G.8273.1/Y.1368.1 (планируется) – Telecom Grandmaster;
– G.8273.2/Y.1368.2 (01/2017) – Telecom Boundary Clock;
– G.8273.3/Y.1368.3 (01/2017) – Telecom Transparent Clock;
– G.8275/Y.1367 (07/2013) – Распределение времени и фазы в пакетных сетях (Time and phase distribution through packet networks);
– G.8275.1/Y.1367.1 (06/2016) и G.8275.2/Y.1367.2 (06/2016) – "Телеком профиль" протокола точного времени PTP для фазовой/временной синхронизации (Precision time protocol telecom profile for phase/time synchronization).

Заключение

Таким образом, на основе анализа развития оборудования частотно-временного обеспечения и технологий сетей связи, рассмотрены пути формирования и распределения прецизионной ШВ национальной сети связи с привязкой к шкале UTC (SU). Актуальность и техническая реализация не вызывают сомнений. Приведены ожидаемые точностные характеристики ШВ на входах/выходах ОУФШВ в точках ввода-вывода трафика сетей Long Haul DWDM, включая места дислокации вторичных задающих генераторов, укомплектованных NTP и PTP серверами. К этим опорным точкам могут подключаться операторы связи, метрологические центры и любые потребители высокоточных сигналов времени и частоты в соответствии с нормами Рекомендаций МСЭ-Т, определяющими бюджет ошибки в ведомых часах PTP сетей связи, например, G.8271.1.

Решение проблем, на наш взгляд, сдерживается отсутствием согласованных действий министерств, ведомств и операторов связи, затратами на необходимую модернизацию сетей в части оборудования частотно-временного обеспечения – реализации ОУФШВ, привязкой ОУФШВ высшего уровня к эталонам ГСВЧ по PTP или через АПСВЧ. Пока что операторы связи ориентируются на свои силы и используют для синхронной работы своих сетей только сигналы СРНС.

Общий вывод – имеются все необходимые предпосылки для решения проблемы. Дело за согласованными действиями министерств, ведомств и операторов связи, реализацией технологий и разработкой нормативных правовых актов.

Литература

1. *Рыжков А.В.* Опорная сеть системы единого точного времени на основе ВОЛП // Электросвязь. 2008. № 10. С. 54-56.

2. *Mills D.L.* Computer Network Time Synchronization: The Network Time Protocol. Poca Raton, Fl.: CRC Press, 2006. 304 p.

3. IEEE 1588-2008, «IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems», IEEE, 2008.

4. *Иванов А.В.* Аппаратура распределения сигналов времени как элемент единой частотно-временной синхронизации // Электросвязь. 2008. № 10. С. 62-65.

5. *Васильев О.К., Вериго А.М., Новожилов Е.О., Рыжков А.В., Слюняев А.Н.* Способ построения системы единого точного времени с использованием двунаправленных цифровых каналов электросвязи (патент РФ № 2409901), опубликован 20.01. 2011 г.

6. *Волкодаев Б.В., Дрига И.А., Мещанин В.Ю., Насонов А.Ю., Рыжков А.В.* Формирователь опорных сигналов частоты и времени (патент РФ № 2592475C1), опубликован: 20.07.2016 г., Бюл. № 20.

7. *Рыжков А.В., Коган С.Н., Блинов И.Ю., Насонов А.Ю., Хазов М.Л.* Проблемы и пути решения передачи сигналов времени по сети общего пользования Российской Федерации // Вестник связи, 2014. № 1. С. 17-21.

8. *Зуев Э.В., Рыжков А.В., Пелюшенко А.С., Саматов В.И., Сахаров Б.А.* Первичный эталонный источник VCH-1008C системы тактовой сетевой синхронизации в цифровых сетях // Электросвязь. 2013. № 2. С. 32-33.

9. *Рыжков А.В., Колтунов М.Н., Насонов А.Ю., Шварц М.Л.* Проблемы сличения шкал времени в пакетных сетях электросвязи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 11. С. 10-17.

10. *Колтунов М.Н., Шварц М.Л.* Актуальные вопросы применения оборудования частотно-временного обеспечения на ЕСЭ России // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2018. Т. 9. № 2. С. 113-120.

WAYS OF FORMING A PRECISION TIME SCALE OF THE NATIONAL COMMUNICATION NETWORK

Anatoliy V. Ryzhkov, *Moscow Technical University of communications and Informatics (MTUCI), Moscow, Russia,*
ryjkov.anatoly@yandex.ru

Mikhail L. Schwartz, *Moscow Technical University of communications and Informatics (MTUCI), Moscow, Russia,*
Mschwartz@smsync.ru

Abstract
Over the past two decades, in world practice, much attention has been paid to the distribution of signals of a universal and accurate time, formed by state (national) standards of frequency and time. Herewith the transmission of signals through fiber-optic communication lines (FOCL) is considered with the addition of signals from satellite radio navigation systems (SRNS). The article summarizes the experience of comparing and reproducing the time scale of telecommunication networks master clocks with the national scale (UTC (SU) in Russia) both through the SRNS (GLONASS/GPS) system and through the fiber optic link with direct connection to the State (national) standards of time and frequency. Two main directions of reducing the error in the reproduction and storage of frequency and time units in the consumer are considered:
• creation of new technical means (frequency and time standards and equipment for external comparisons);
• o introduction of precision distribution media and equipment for comparisons of slave clocks.
The analysis of the improvement of the reference sources of frequency and time used on communication networks is carried out based on the ITU-T Recommendations of the G.81xx and G.82xx series.
The possibilities of fiber optic link for the delivery and distribution of timing signals are evaluated, an univocal conclusion is made on the priority of their use where possible. The article presents a multilevel system for distributing and delivering timing signals to a consumer via FOCL, the appearance of a modern (promising) the coherent primary reference time clock (cn-PRTC), and a structural diagram of a time-frequency provision of a public communication network for creating a coherent time scale system.

Keywords:*time scale, network synchronization, network time protocols (NTP, PTP), methods of comparison and distribution of time scales, backbone and mobile communication networks, coherent network.*

References

1. Ryzhkov A.V. (2008). The backbone network of a single accurate time system based on fiber optic link. *Telecommunication*. No. 10, pp. 54-56.
2. Mills D.L. (2006). *Computer Network Time Synchronization: The Network Time Protocol*. Poca Raton, Fl.: CRC Press. 304 p.
3. IEEE 1588-2008, "IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems", IEEE, 2008.
4. Ivanov A.V. (2008). The distribution equipment of time signals as an element of a single time-frequency synchronization. *Telecommunication*. No. 10, pp. 62-65.
5. Vasiliev O.K., Verigo A.M., Novozhilov E.O., Ryzhkov A.V., Slyunyaev A.N. (2001). The way to build a single accurate system time using bidirectional digital telecommunication channels (RF patent No. 2409901), published on January 20. 2011.
6. Volkodaev B.V., Driga I.A., Meshchanin V. Yu., Nasonov A.Yu., Ryzhkov A.V. (2016). Reference signals generator of frequency and time (RF patent No. 2592475C1), published: July 20, 2016, Bull. Number 20.
7. Ryzhkov A.V., Kogan S.N., Blinov I.Yu., Nasonov A.Yu., Khazov M.L. (2014). Problems and solutions for transmitting time signals over public communication networks of the Russian Federation. *Vestnik svyazi.* No. 1, pp. 17-21.
8. Zuev E.V., Ryzhkov A.V., Pelyushenko A.S., Samatov V.I., Sakharov B.A. (2013). Primary reference source of the VCH-1008C system clock network synchronization in digital networks. *Telecommunication.* No. 2, pp. 32-33.
9. Ryzhkov A.V., Koltunov M.N., Nasonov A.Yu., Schwartz M.L. (2017). Problems of comparing time scales in packet telecommunication networks. *T-Comm*. Vol. 11. No. 11, pp. 10-17.
10. Koltunov M.N., Schwartz M.L. (2018). Actual issues of the use of time-frequency support equipment on the ESE Russia. *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing*. Vol. 9. No. 2, pp. 113-120.

Information about authors:
Anatoliy V. Ryzhkov, *DPhil, Scientific-research part, Moscow Technical University of communications and Informatics (MTUCI), Moscow, Russia*
Mikhail L. Schwartz, *PhD, Scientific-research part, Moscow Technical University of communications and Informatics (MTUCI), Moscow, Russia*

ПРОБЛЕМА ПОВЫШЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ И ЕМКОСТИ В ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ 6G

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-2-25-31

Бакулин Михаил Германович,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, ***m.g.bakulin@gmail.com***

Крейнделин Виталий Борисович,
Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, ***vitkrend@gmail.com***

Ключевые слова: *технология MIMO, ортогональный доступ, неортогональный доступ, вычислительная сложность, спектральная эффективность, емкость, корреляционный прием.*

Проблема повышения спектральной эффективности и увеличения числа абонентов в перспективных системах связи 6G в настоящее время активно исследуется во всем мире. В системах связи поколений 3G, 4G и 5G эта проблема решается, в основном, за счет использования технологии MIMO и ортогональных методов многопользовательского доступа (OMA). К числу таких методов относится, в частности, многопользовательский доступ с помощью ортогонального частотного мультиплексирования (OFDMA), а также многопользовательский доступ с помощью кодового разделения каналов (CDMA). Однако, к будущим системам 6G предъявляются настолько высокие требования по спектральной эффективности, помехоустойчивости и емкости, что ортогональный доступ OMA уже не может обеспечить необходимую емкость системы связи при заданной помехоустойчивости и спектральной эффективности. Поэтому рассматривается использование неортогональных методов многопользовательского доступа (NOMA). Если для сигналов NOMA применить классическую теорию корреляционного приема, то помехоустойчивость системы связи будет очень невысокой. Методы NOMA требуют синтеза новых сигналов и новых алгоритмов приема, поскольку классическая линейная теория корреляционного приема не может быть применена. При этом требуется также найти новые критерии такого синтеза, которые бы учитывали вычислительную сложность демодуляции сигналов. В статье показано, что основное направление исследований в целях создания систем 6G – поиск совершенно новых алгоритмов приема с низкой вычислительной сложностью и поиск соответствующих новых сигналов, прием которых возможен с минимальными потерями в помехоустойчивости с помощью простых алгоритмов. Требование применять именно простые алгоритмы приема обусловлено повышенными требованиями по скорости передачи информации в системах 6G.

Информация об авторах:
Бакулин Михаил Германович, *Московский технический университет связи и информатики, доцент кафедры ТЭЦ, к.т.н., Москва, Россия*
Крейнделин Виталий Борисович, *Московский технический университет связи и информатики, заведующий кафедрой ТЭЦ, профессор, д.т.н., Москва, Россия*

Для цитирования:
Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б. Проблема повышения спектральной эффективности и емкости в перспективных системах связи 6G // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №2. С. 25-31.

For citation:
Bakulin M.G., Kreyndelin V.B. (2020) The problem of spectral efficiency and capacity increase in perspective 6G communication systems. *T-Comm*, vol. 14, no.2, pp. 25-31. (*in Russian*)

Введение

В последние годы наблюдается чрезвычайно быстрый (можно сказать, «взрывной») рост объема трафика в сетях беспроводной связи. Имеют место следующие тенденции развития сетей мобильной связи: увеличение количества абонентов до 4,9 млрд в 2019 г, увеличение числа подключений до 10 млрд (8 млрд персональных абонентских устройств и 2 млрд межмашинных соединений), рост скоростей передачи данных до 2,5 Мбит/с в 2019 г. [1].

Для того, чтобы передача таких объемов трафика стала возможной, необходимо решить проблему разработки систем связи, обеспечивающих значительно (в несколько раз) более высокую эффективность использования спектра, чем существующие системы 4G стандарта LTE/LTE Advanced.

Решение проблемы резкого увеличения спектральной эффективности систем связи является крайне сложным из-за наличия известной границы Шеннона [2]. Примерно 20 лет назад была предложена технология MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output), предполагающая использование нескольких передающих и нескольких приемных антенн. Эта технология дает потенциальную возможность резко повысить эффективность использования спектра в системе связи, поскольку для нее граница Шеннона лежит значительно выше, чем у традиционных систем связи с одной антенной на передающей стороне и одной антенной на приемной стороне [3], [4].

Поскольку число абонентских устройств в системах беспроводной связи также быстро увеличивается с течением времени, то требования к емкости таких систем также быстро возрастают. Традиционные методы многопользовательского доступа (FDMA, TDMA, CDMA и OFDMA) относятся к категории ортогональных методов доступа и не позволяют получить требуемую высокую емкость системы связи. Ограничение возможной емкости системы связи является серьезным барьером на пути развития Интернета Вещей (IoT), который предполагает одновременную и независимую работу на сети связи огромного количества абонентских устройств [1].

Использование неортогональных методов многопользовательского доступа (NOMA – Non-Orthogonal Multiple Access) открывает широкие возможности увеличения емкости системы связи [5], [19]. Основными причинами, долгое время препятствующими использованию неортогональных методов доступа, являются:

- отсутствие теоретической базы синтеза сигналов и оптимизации сигнально-кодовых конструкций для систем NOMA;
- высокая вычислительная сложность алгоритмов демодуляции.

В настоящее время при использовании высоких скоростей передачи информации, интервал времени, в течение которого должна осуществляться процедура демодуляции, оказывается весьма мал (менее 1 мкс). Это приводит к дополнительным трудностям при разработке алгоритмов демодуляции для систем связи, использующих технологию NOMA. Кроме того, дополнительные проблемы возникают при совместном использовании технологий NOMA и MIMO. Такое использование должно позволить совместить достоинства обеих технологий, т.е. одновременно достичь большой емкости системы связи при высокой эффективности использования спектра.

В настоящее время рассматриваются следующие основные пути развития технологии NOMA [13], [16], [19]:

- Разработка сигналов специальной формы, методов их синтеза и оптимизации для увеличения емкости системы с технологией NOMA.
- Разработка квазиоптимальных алгоритмов демодуляции, имеющих близкие к оптимальным характеристики помехоустойчивости при значительно более низкой вычислительной сложности.

Пути развития технологии MIMO представляются следующими:

- Разработка методов комбинирования технологий MIMO и NOMA.
- Синтез новых пространственно-временных матриц, позволяющих получить требуемый компромисс между высокой спектральной эффективностью и высокой энергетической эффективностью.
- Разработка новых методов прекодирования, позволяющих получить требуемый уровень энергетической эффективности при заданной высокой спектральной эффективности и при заданной скорости передачи в обратном канале.
- Разработка квазиоптимальных алгоритмов демодуляции, имеющих приемлемую вычислительную сложность.

1. Традиционные способы повышения спектральной эффективности систем связи

Рассмотрим традиционную систему связи, в которой на передающей стороне используется только одна антенна, а на приемной стороне также используется только одна антенна. Структура этой системы связи показана на рис.1. Такие системы связи получили название систем SISO (Single-Input-Single-Output) [3], [4].

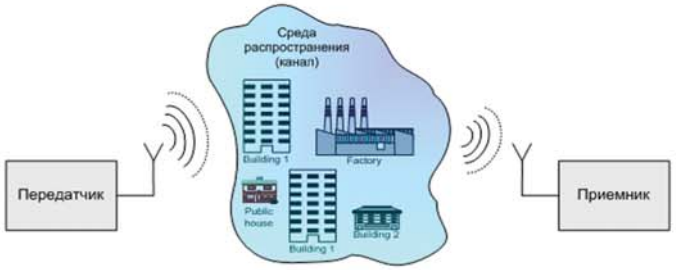

Рис. 1. Традиционная система связи с одной передающей и одной приемной антеннами (SISO)

При разработке перспективных систем связи особое значение имеет решение проблемы повышения скорости передачи информации. Известно, что обеспечить низкий уровень вероятности ошибки в системе связи возможно, если скорость передачи информации не превышает некоторого предела, называемого пропускной способностью канала связи [2], [6]. Очевидно, что увеличение пропускной способности канала связи открывает возможность повышения спектральной эффективности системы связи, использующей этот канал связи. Поэтому важным является проанализировать имеющиеся возможности увеличения пропускной способности.

Известна следующая формула Шеннона для пропускной способности канала связи с шумом [2], [6]:

$$C = F \cdot \log_2\left(1+\frac{P_s}{P_n}\right) \quad (1)$$

где F – ширина полосы частот канала связи (Гц); $\frac{P_s}{P_n}$ – отношение сигнал/шум, т.е. отношение мощности передаваемого сигнала P_s к мощности шума P_n в канале связи; C – пропускная способность канала связи (бит/сек).

Из формулы (1) следует, что принципиально возможны следующие способы повышения пропускной способности, а следовательно, и спектральной эффективности системы связи:

- Способ 1. Увеличение ширины полосы частот F канала связи.
- Способ 2. Увеличение мощности передаваемого сигнала P_s.
- Способ 3. Уменьшение мощности шума в канале связи P_n.

Способ 1, очевидно, является неперспективным, поскольку частотный ресурс является ограниченным природным ресурсом, и при большом числе абонентов в данной системе связи, а также в других системах связи, этим способом воспользоваться весьма затруднительно. Кроме того, увеличение ширины полосы частот канала связи увеличивает пропускную способность системы, но не улучшает спектральную эффективность системы связи, которая определяется отношением (C/F).

Способ 2 может принести очень небольшой эффект, поскольку:

- Значительное увеличение мощности передаваемого сигнала приводит к очень незначительному увеличению пропускной способности канала связи (а следовательно, и к незначительному увеличению спектральной эффективности системы связи) из-за логарифмического характера зависимости в (1). Например, если мощность сигнала P_s увеличивается в 1000 раз, то пропускная способность C увеличивается только в 10 раз.
- Существенно увеличить мощность передаваемого сигнала P_s практически невозможно, поскольку это значительно увеличивает стоимость передающего оборудования, увеличивает его энергопотребление.
- Увеличение мощности сигнала одного абонента приводит к автоматическому увеличения мощности остальных абонентов что, в свою очередь, приводит к возрастанию уровня помех для всех абонентов системы связи.

Способ 3 также на практике трудно осуществить, поскольку снизить мощность шума в канале связи можно только, уменьшив одну его составляющую – тепловой шум. Однако, уменьшения мощности теплового шума можно достичь путем применения дорогостоящих малошумящих усилителей, что приведет к повышению стоимости оборудования связи. Другие составляющие – помехи различного рода – уменьшить весьма затруднительно.

Таким образом, можно сделать вывод, что проблема повышения спектральной эффективности системы связи в силу формулы Шеннона (1) носит трудноразрешимый характер.

Например, для того, чтобы получить спектральную эффективность 10 бит/сек/Гц, необходимо использовать модуляцию 1024-QAM. Реализация системы связи с модуляцией такой высокой кратности достаточно сложна в силу наличия неизбежных аппаратурных ошибок при формировании и приеме сигнала. Кроме того, использование модуляции высокой кратности требует высокого отношения сигнал/шум, что трудно осуществить на практике.

Поэтому традиционные системы связи SISO (см. рис. 1) имеют ограниченный потенциал развития и не позволяют обеспечить требуемую в современных и перспективных системах 6G высокую спектральную эффективность (приближающуюся к уровню 10 бит/сек/Гц, и, тем более, превышающему этот уровень).

2. Системы связи с несколькими антеннами

Формула Шеннона (1) для системы связи с одной передающей антенной и одной приемной антенной ставит фактически непреодолимый барьер на пути существенного повышения спектральной эффективности традиционных систем связи SISO. Однако, около 20 лет назад, в 1998-1999 гг. было найдено решение этой проблемы [7]. Предложенное тогда решение и последующее его развитие основаны на использовании на передающей и на приемной сторонах нескольких антенн вместо одной антенны. Такие системы известны под названием MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) [3], [4]. Пример системы MIMO показан на рис. 2.

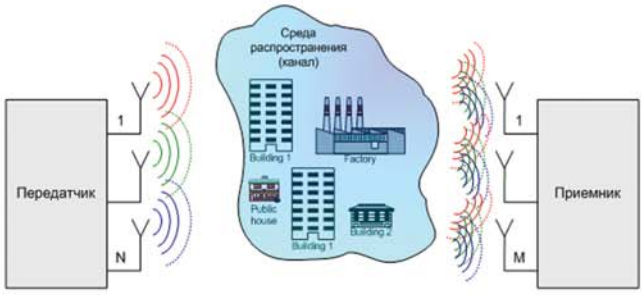

Рис. 2. Система связи с несколькими передающими и несколькими приемными антеннами (MIMO)

Системы MIMO позволяют получить очень важный для практики выигрыш в скорости передачи информации без увеличения занимаемой полосы частот (т.е. спектральной эффективности). Увеличение скорости передачи информации обеспечивается за счет одновременной передачи (мультиплексирования) нескольких цифровых потоков через различные передающие антенны. В приемнике эти потоки выделяются и затем объединяются в один скоростной поток данных. Выигрыш в спектральной эффективности пропорционален минимальному числу среди числа передающих и числа приемных антенн [2], [7].

В таблице 1 приведены значения спектральной эффективности (без учета помехоустойчивого кодирования) традиционной системы связи SISO с одной передающей антенной и одной приемной антенной при различных методах модуляции.

В таблице 2 приведены значения спектральной эффективности системы связи MIMO для распространенного на практике случая, когда число передающих антенн и число приемных антенн равны N, при модуляции 16-QAM.

Таблица 1

Вид модуляции	Спектральная эффективность, бит/сек/Гц
BPSK	1
QPSK	2
16-QAM	4
64-QAM	6
256-QAM	8

Таблица 2

Число антенн N	Спектральная эффективность, бит/сек/Гц
1	4
2	8
3	12
4	16
5	20
6	24

Из данных, приведенных в табл. 1 и 2, видно, что системы MIMO позволяют получить очень высокую спектральную эффективность, недостижимую для традиционных систем SISO. Например, для достижения спектральной эффективности 24 бит/сек/Гц в традиционной системе SISO нужно использовать модуляцию $2^{24}-\text{QAM}$, т.е. порядок модуляции должен быть равен $2^{24}=16777216\approx 1.68\cdot 10^{7}$. Реализация модулятора и демодулятора с использованием модуляции такого высокого порядка при существующем уровне развития техники и элементной базы невозможна.

3. Ортогональный многопользовательский доступ

Обратимся теперь к проблеме многопользовательского доступа в системах связи [2], [6]. Необходимо обеспечить такую связь между пользователями (абонентами), чтобы между ними не было взаимных помех. Каждому пользователю выделяется сигнал своей собственной уникальной формы, т.е. формы сигналов всех пользователей различны. Для того, чтобы обеспечить выполнение условия отсутствия помех между пользователями, нужно, чтобы сигналы всех пользователей были взаимно ортогональны [8], [9].

На приемной стороне наблюдается сумма сигналов всех пользователей, а также шума. Источником шума на входе приемника является тепловой шум, индустриальные и иные помехи со стороны других технических систем и систем связи. Существенно уменьшить уровень шума на приемной стороне невозможно.

Условие ортогональности означает, что при приеме каждого конкретного сигнала данного пользователя наличие сигналов других пользователей незаметно и поэтому не сказывается на качестве приема сигнала данного пользователя [8], [10]. В существующих системах беспроводной связи применяются следующие основные методы ортогонального многопользовательского доступа (OMA – Orthogonal Multiple Access) [6], [11:

- Многопользовательский доступ с частотным разделением (FDMA);
- Многопользовательский доступ с временным разделением (TDMA);
- Многопользовательский доступ с кодовым разделением (CDMA);
- Многопользовательский доступ с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDMA).

При использовании FDMA сигналы различных пользователей передаются на различных частотах, т.е. каждому пользователю выделяется своя полоса частот и спектры сигналов различных пользователей не пересекаются. В системе с TDMA сигналы различных пользователей передаются на различных интервалах времени, т.е. каждому пользователю выделяется свой интервал времени (временное окно). В системах CDMA сигналы различных пользователей передаются в одной и той же полосе частот и на одном и том же интервале времени (т.е. одновременно). Однако, за счет свойства ортогональности сигналов пользователей их возможно полностью разделить на приемной стороне. В качестве сигналов пользователей в системах CDMA используются различные кодовые последовательности [8].

В системах OFDMA сигналы пользователей передаются также одновременно, но их полосы частот пересекаются. В качестве сигналов пользователей в системах OFDMA используются отрезки синусоид, размещенных на частотной оси с равными интервалами, которые специально подобраны, чтобы обеспечить выполнение свойства ортогональности. Используя это свойство ортогональности, сигналы системы OFDMA также могут быть полностью разделены на приемной стороне [12].

К сожалению, количество ортогональных сигналов, существующих на заданном конечном интервале времени, также ограничено [2], [8]. Это значит, что увеличение количества одновременно работающих пользователей в системе связи возможно только путем расширения полосы частот. До последнего времени возможности увеличения емкости систем связи с ортогональным многопользовательским доступом еще оставались, но требования к характеристикам систем 5G оказались такими высокими, что разработчики стандартов 5G были вынуждены отказаться от использования ортогональных сигналов [11], [13]. Аналогичный подход используется при разработке методов формирования сигналов и для будущих систем 6G [16], [17].

4. Неортогональный многопользовательский доступ

Ортогональный многопользовательский доступ использует свойство ортогональности сигналов. Оно позволяет осуществить их разделение путём простой корреляционной обработки. Поэтому с точки зрения синтеза сигналов для ортогонального многопользовательского доступа проблем особых не было. Некоторое исключение было при использовании систем с кодовым разделением. В них допускалось использование квазиортогональных сигналов, т.е. сигналов с малым уровнем взаимной корреляции (<0,05), но при этом предполагалась их равная мощность [6], [14].

Использование кодового разделения с квазиортогональными сигналами могло обеспечить увеличение емкости системы на 10-25% при оптимальном или квазиоптимальном многопользовательском приеме, по с равнению с системой с ортогональными сигналами. Поскольку небольшой уровень взаимной корреляции мог быть обеспечен только при сигналах с базой, большей 64, то, соответственно, требовалась реализация многопользовательского демодулятора для порядка 80 активных сигналов. Это приводило к резкому возрастанию стоимости приемника из-за увеличения его сложности.

В настоящее время в системах 5G и в перспективных системах 6G предполагается использование неортогонально-

го многопользовательского доступ (NOMA – Non-Orthogonal Multiple Access) [13], [15], [16], [17].

Неортогональный многопользовательский доступ NOMA, как следует из самого названия, предполагает, что сигналы пользователей не являются взаимно ортогональными. При неортогональном доступе сигналы пользователей передаются на одной и той же частоте и на одном и том же временном интервале. Причем речь может идти о сигналах с уровнем взаимной корреляции 0,5 и более и необязательно с одинаковой мощностью. Известная теория разделения сигналов, основанная на корреляционном приеме, здесь не работает, так как в ней предполагается линейный прием и не учитывается дискретный характер предаваемой информации.

Могут использоваться, например, следующие критерии синтеза сигналов для таких систем [13]:

- максимум минимального эвклидового расстояния между точками суммарного сигнала,
- максимум пропускной способности системы с дискретно-непрерывным каналом,
- минимум вероятности ошибки на символ, где под символом понимается суммарный сигнал, несущий дискретную информацию от всех пользователей.

При синтезе сигналов для NOMA должны использоваться критерии, учитывающие дискретный характер передаваемых сигналов. Это существенно усложняет задачу синтеза, так как в данных критериях используется перебор всех возможных комбинаций. Кроме того, эта задача усложняется также случайным характером многопользовательского канала связи (замираниями, фазовыми сдвигами, временными задержками и т.п.). Поэтому в настоящее время нет подходящей теории, имеющей практическое значения для построения систем связи с технологией NOMA. Этим объясняется большое количество предложений по реализации NOMA для стандарта 5G [11], [13].

В настоящее время известны следующие разновидности неортогонального многопользовательского доступа [11], [13]:

- Многопользовательский доступ с разреженными кодами (Sparse Code Multiple Access – SCMA);
- Многопользовательский доступ с разделением с помощью перемежения (Interleave Division Multiple Access - IDMA);
- Многопользовательский доступ с разделением по мощности (Power Domain NOMA);
- Многопользовательский доступ с разделением с помощью шаблонов (Pattern Division Multiple Access – PDMA);
- Многопользовательский доступ с битовым мультиплексированием (Bit Division Multiplexing – BDM);
- Многопользовательский доступ коллективного пользования (Multi User Shared Access – MUSA);
- Многопользовательский доступ с кодовым разделением с сигнатурами низкой плотности (Low Density Signatures CDMA – LDS-CDMA);
- Многопользовательский доступ с последовательным подавлением помех (Successive interference cancellation Amenable Multiple Access – SAMA).

Следует отметить ещё одну особенность выбора и оптимизации сигналов для технологии NOMA, отличающей её от аналогичной технологии ортогонального доступа. Как уже отмечалось, использование линейных демодуляторов на основе корреляционного приема в системах NOMA невозможно. Здесь необходимо использовать демодуляторы, основанные на принципах многопользовательского приема с учетом дискретности принимаемых сигналов. Оптимальные приемники имеют экспоненциальную сложность в зависимости от числа пользователей. Поэтому в системах NOMA предлагается использовать небольшое число ортогональных ресурсов Q (частотных или временных каналов) для передачи сигналов $K > Q$ пользователей. Сейчас, наиболее активно рассматривается режим использования $Q = 4$ ресурсов для передачи K =6, 8 или 12 пользователей, что соответствует степеням перегруженности системы 150%, 200% и 300%. При таком небольшом числе пользователей и невысоком порядке модуляции можно рассматривать даже использование оптимальных демодуляторов.

Другой особенностью выбора и оптимизации сигналов для технологии NOMA является ориентирование на конкретные упрощённые алгоритмы демодуляции. Существуют различного рода квазиоптимальные итерационные алгоритмы демодуляции, обладающие простотой реализации, но которые могут использоваться только для сигналов с особой структурой. Например, использование сигналов с разреженной (или низкоплотностной) структурой позволяет применить итерационную турбообработку [11], [18]. Эта особенность характерна для версий NOMA типа SCMA и LDS-CDMA.

Стандарты систем 5G и перспективных систем 6G будут основаны на технологии NOMA, поскольку именно неортогональный доступ позволяет обеспечить наибольшую емкость системы связи [13], [19].

5. Проблема вычислительной сложности реализации приемника системы связи, использующей технологии MIMO и NOMA

Сигнал, присутствующий в каждой приемной антенне системы MIMO, представляет собой сумму переданных всеми передающими антеннами сигналов и шума. Для того, чтобы оптимальным образом выделить в приемнике все переданные сигналы, необходимо на интервале длительности одного символа провести перебор всех возможных комбинаций символов, передаваемых всеми антеннами [3], [4], [20]. В таблице 3 приведены результаты подсчета числа таких комбинаций.

Таблица 3

Число антенн N	Число комбинаций символов при разных методах модуляции			
	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM
2	4	16	256	4 096
4	16	256	65 536	16 772 216
6	64	4 096	16 772 216	68 719 476 736

Из таблицы 3 видно, что при числе антенн $N \geq 4$ и при использовании модуляции относительно высокого порядка (16-QAM и 64-QAM) число комбинаций символов оказывается очень большим, что делает невозможной практическую реализацию оптимального приемника системы MIMO на существующей элементной базе. Однако, именно в этом случае (см. табл. 2) достигается необходимая высокая спектральная эффективность системы связи.

В настоящее время известен ряд квазиоптимальных алгоритмов приема сигналов MIMO, которые имеют более низкую сложность, чем оптимальный алгоритм. Однако, эти

алгоритмы имеют значительные энергетические потери, причем при большом числе антенн эти потери увеличиваются [4], [11], [20].

Сделаем теперь анализ сложности реализации оптимального приемника системы NOMA. При приеме неортогональных сигналов оптимальный алгоритм требует также как и при оптимальном приеме сигналов в системе MIMO, полного перебора всех возможных комбинаций символов сигналов всех активных пользователей [11]. Этот перебор должен быть осуществлен на интервале времени, равном длительности принятого символа [21]. С целью иллюстрации объема вычислительных затрат, необходимых для указанного перебора комбинаций, в табл. 4 приведены результаты подсчета числа таких комбинаций. Подсчет проведен для различных методов модуляции и для различного числа K активных пользователей, сигналы которых присутствуют на входе приемника.

Таблица 4

Число активных пользователей K	Число комбинаций символов при разных методах модуляции			
	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM
10	1024	1 048 576	$1.2 \cdot 10^{12}$	$1.2 \cdot 10^{18}$
20	1 048 576	$1.2 \cdot 10^{12}$	$1.5 \cdot 10^{24}$	$1.5 \cdot 10^{36}$
30	$1.1 \cdot 10^{9}$	$1.4 \cdot 10^{18}$	$1.9 \cdot 10^{36}$	$1.9 \cdot 10^{54}$

Из таблицы 4 видно, что даже при небольшом числе активных пользователей реализация оптимального алгоритма приема неортогональных сигналов невозможна не только на современной, но и на перспективной элементной базе. Как и в случае MIMO, для приема неортогональных сигналов известны более простые квазиоптимальные алгоритмы [11]. Эти квазиоптимальные алгоритмы приема имеют более низкие показатели помехоустойчивости, чем упомянутый оптимальный алгоритм. Однако, при большом числе пользователей K, даже более простые, чем оптимальный алгоритм, алгоритмы приема, имеют очень высокую сложность, что является препятствием их практической реализации в системах 5G и, тем более, в системах 6G.

Нужно подчеркнуть в заключение, что проблема высокой вычислительной сложности алгоритмов приема в значительной степени усугубляется при комбинировании в одной системе связи технологий MIMO и NOMA. Хотя именно такое комбинирование MIMO и NOMA позволяет одновременно получить высокую эффективность и емкость системы связи.

Выводы

1. Для повышения спектральной эффективности и емкости систем беспроводной связи требуется развивать технологии MIMO и NOMA.
2. Общая проблема, возникающая при реализации этих технологий – вычислительная сложность приемника.
3. Основное направление исследований – поиск алгоритмов приема с низкой вычислительной сложностью и поиск соответствующих сигналов, прием которых возможен с минимальными потерями с помощью простых алгоритмов. В ближайшие годы актуальность исследований в указанном направлении представляется очень высокой в силу необходимости подготовки предложений для стандартов перспективных систем 6G.
4. Актуальность данных исследований не будет снижаться и в перспективе ближайших 10-15 лет, поскольку при увеличении скоростей передачи информации требования к сложности алгоритмов демодуляции возрастают.

Литература

1. *Jamil Y. Khan, Mehmet R. Yuce*. Internet of Things (IoT): Systems and Applications. USA, Jenny Stanford Publishing, 2019. 350 p.
2. *Прокис Дж.* Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д.Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 797 с.
3. *Jerry R.Hampton*. Introduction to MIMO Communications, UK, Cambridge University Press, 2014. 288 p.
4. *Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В.Б.* Технология MIMO: принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком, 2014. 280 с.
5. R1-1809974, "Updated offline summary of performance evaluations for NOMA" ZTE, RAN1#94.
6. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание: Пер. с англ. М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. 1104 с.
7. *Alamouti S.M.* A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. IEEE Journal on Selected Areas of Communications. Vol. 16. № 8, October 1998, pp. 1451-1458.
8. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
9. *Зубарев Ю.Б., Трофимов Ю.К., Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б.* Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи // Электросвязь. 2004. № 3. С. 11-13.
10. *Тыртышников Е.Е.* Матричный анализ и линейная алгебра. М.: Физматлит, 2007. 480 с.
11. *Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю.* Технологии в системах радиосвязи на пути к 5G. М.: Горячая линия – Телеком. 2018. 280 с.
12. *Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П.* Технология OFDM. Учебное пособие для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2016. 360 с.
13. Multiple Access Techniques for 5G Wireless Networks and beyond. Edited by Mojtaba Vaezi, Zhiguo Ding and Vincent Poor. USA: Springer, 2019, 670 p.
14. *Ипатов В.П.* Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. М.: Радио и связь, 1992. 152 с.
15. *Sari H., Maatouk A., Caliskan E., Assaad M., Koca M., Gui G.* On the Foundation of NOMA and its Application to 5G Cellular Networks // Proc., WCNC, 2018, April, 2018, Barcelona, Spain.
16. *Clazzer, Federico & Munari, Andrea & Liva, Gianluigi & Lazaro, Francisco & Stefanović, Čedomir & Popovski, Petar*. (2019). From 5G to 6G: Has the Time for Modern Random Access Come? Электронный ресурс: https://arxiv.org/pdf/1903.03063.pdf.
17. *Stoica, Razvan-Andrei & Abreu, Giuseppe*. (2019). 6G: the Wireless Communications Network for Collaborative and AI Applications. Электронный ресурс: https://arxiv.org/pdf/1904.03413v1.pdf.
18. *Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.П.* Турбообработка в системах с пространственно-временным кодированием // Радиотехника и электроника. 2010. Том 55. № 2. С. 206-214.
19. Электронный ресурс: https://nag.ru/articles/article/32077/noma-novaya-tehnologiya-dlya-besprovodnyih-setey.html.
20. *Clerckx B., Oestges C.* MIMO Wireless Networks: Channels, Techniques and Standards for Multi-Antenna, Multi-User and Multi-Cell Systems. Second Edition. UK: Elsevier, 2013. 733 p.
21. *Бен Режеб Т.Б.К., Смирнов А.Э.* Исследование эффективности методов демодуляции сигналов в системах связи с большим количеством антенн // Труды 70-й международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий – РЭУС-2015», посвященной дню Радио. Выпуск LXX. М.: Брис-М, 2015. С. 251-255.

THE PROBLEM OF SPECTRAL EFFICIENCY AND CAPACITY INCREASE IN PERSPECTIVE 6G COMMUNICATION SYSTEMS

Mikhail G. Bakulin, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,* ***m.g.bakulin@gmail.com***
Vitaly B. Kreyndelin, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,* ***vitkrend@gmail.com***

Abstract
The problem of increase of spectral efficiency and increase of the number of users in perspective 6G communication systems is nou in the focus of extensive research all over the world. This problem is being solved in 3G, 4G and 5G systems mainly at the expense of both MIMO technology and orthogonal multiple access (OMA) methods. Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) and Code Division Multiple Access (CDMA) are such methods. However, since future 6G systems shall meet very high requirements to spectral efficiency, interference immunity and capacity, that orthogonal access OMA cannot already provide required system capacity at given interference immunity and spectral efficiency. Therefore, non-orthogonal methods of multiple access (NOMA) are being considered. If one use claccic correlation reception theory to NOMA signals, then interference immunity of communication system will be not high. NOMA technique require the synthesis of new signals and new reception algorithms, since classic linear correlation reception theory cannot be implemented. Moreover, one needs to find new criteria for such synthesis, those should take into account computational complexity of signal demodulation. It is shown in the article, that general research direction for 6G development is to find quite novel reception algorithms with low computational complexity and search of corresponding novel signals, those can be received via low interference immunity loss with simple algorithms. The requirement to use simple reception algorithms is cased by high requirements to data transmission rate in 6G systems.

Keywords: *MIMO technology, orthogonal access, non-orthogonal access, computational complexity, spectral efficiency, capacity, correlation reception.*

References

1. Jamil Y. Khan, Mehmet R. Yuce. (2019). *Internet of Things (IoT): Systems and Applications*. USA, Jenny Stanford Publishing. 350 p.
2. Prokis J. (2000). *Digital communications*. Edited by D.D.Klovsky. Moscow: Radio and communications. 797 p. (*In Russian*)
3. Jerry R. Hampton. (2014). *Introduction to MIMO Communications*, UK, Cambridge University Press. 288 p.
4. Bakulin M.G., Varukina L.A., Kreyndelin V.B. (2014). *MIMO technology: principals and algorithms*. Moscow: Goryachaya linia – Telecom. 280 p. (*In Russian*)
5. R1-1809974, "Updated offline summary of performance evaluations for NOMA" ZTE, RAN1#94.
6. Sklyar B. (2003). *Digital communications. Theoretical basis and practical implementation*, 2-nd edition. Moscow: Izdatelskiy dom "Viliams". 1104 p.
7. Alamouti S.M. (1998). A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE Journal on Selected Areas of Communications.* Vol. 16. No. 8, October 1998, pp. 1451-1458.
8. Varakin L.E. (1985). *Communication systems with pseudo-noise signals*. Moscow: Radio I svyaz. 384 p. (*In Russian*)
9. Zubarev Y.B., Trofimov Y.K., Shloma A.M., Bakulin M.G., Kreyndelin V.B. (2004). New algorithms of signal generation and processing in mobile communication systems. *Electrosvyaz*. No. 3, pp. 11-13. (*In Russian*)
10. Tyrtyshnikov E.E. (2007). *Matrix analysis and linear algebra*. Moscow: Fizmatlit. 480 p. (*In Russian*)
11. Bakulin M.G., Kreyndelin V.B., Pankratov D.Y. (2018). *Technologies in radiocommunication systems on the road to 5G*. Moscow: Goryachaya linia – Telecom. 280 p. (*In Russian*)
12. Bakulin M.G., Kreyndelin V.B., Shloma A.M., Shumov A.P. (2016). *OFDM technology*. Moscow: Goryachaya linia – Telecom. 360 p. (*In Russian*)
13. Multiple Access Techniques for 5G Wireless Networks and beyond. Edited by Mojtaba Vaezi, Zhiguo Ding and Vincent Poor. USA: Springer. 2019. 670 p.
14. Ipatov V.P. (1992). *Periodic discrete signals with optimal correlation properties*. Moscow: Radio I svyaz. 152 p. (*In Russian*)
15. H.Sari, A.Maatouk, E.Caliskan, M.Assaad, M.Koca, and G.Gui, (2018). On the Foundation of NOMA and its Application to 5G Cellular Networks. *Proc., WCNC*, April, 2018, Barcelona, Spain.
16. Clazzer, Federico & Munari, Andrea & Liva, Gianluigi & Lazaro, Francisco & Stefanovi?, Ledomir & Popovski, Petar. (2019). From 5G to 6G: Has the Time for Modern Random Access Come? Электронный ресурс: https://arxiv.org/pdf/1903.03063.pdf.
17. Stoica, Razvan-Andrei & Abreu, Giuseppe. (2019). 6G: the Wireless Communications Network for Collaborative and AI Applications. Internet resource: https://arxiv.org/pdf/1904.03413v1.pdf.
18. Bakulin M.G., Kreyndelin V.B., Shumov A.P. (2010). Turboprocessing in communication systems with space-time coding. *Radiotechnika I electronika*. Vol. 55. No. 2, pp. 206-214. (*In Russian*)
19. Internet resource: https://nag.ru/articles/article/32077/noma-novaya-tehnologiya-dlya-besprovodnyih-setey.html.
20. Clerckx B., Oestges C. (2013). *MIMO Wireless Networks: Channels, Techniques and Standards for Multi-Antenna, Multi-User and Multi-Cell Systems*. Second Edition. UK: Elsevier. 733 p.
21. Ben Rejeb T.B.K., Smirnov A.E. (2015). Study of efficiency of signal demodulation methods in systems with large number of antennas. *Proceedings of 70-th international conference "Radioelectronic devices and systems for infocommunication technologies - REUS-2015"*, devoted to Radio Day. Issue LXX. Moscow: Bris-M, pp. 251-255. (*In Russian*)

Information about authors:
Mikhail G. Bakulin, *Ph.D., Ass.-Prof., Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia*
Vitaly B. Kreyndelin, *Dr. Tech. Sc. Prof. Chief of Department, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia*

ОЦЕНИВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИНЯТИЯ УПРАВЛЕНЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ В СОЦИАЛЬНО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ НА ПРИМЕРЕ УЧЕБНОГО ЗАВЕДЕНИЯ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-2-32-38

Бурлов Вячеслав Георгиевич,
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого (СПбПУ), г. Санкт-Петербург, Россия,
burlovvg@mail.ru

Грачев Михаил Иванович,
Санкт-Петербургский университет МВД России, г. Санкт-Петербург, Россия, ***mig2500@mail.ru***

Ключевые слова: *эффективность управления, социальная и экономическая математическая система, модель, квалификация руководителя, управленческие решения, учебное заведение высшего образования, лицо принимающее решение, сетевые модели.*

В условиях быстро меняющегося мира происходят изменения во всех сферах жизнедеятельности человека, в том числе и в социальной и экономической системах, таких областей как образование, права, обороны, здравоохранения и охраны природы. Безусловно, все области требуют изучения на предмет усовершенствования управления и механизмов принятия решений с целью повышения эффективности их функционирования. Предлагаемое оценивание позволяет построить аналитическо-динамическую модель лица принимающего решения(ЛПР) и позволяет произвести связь трех важных процессов в организации управления учебным заведением высшего образования(УЗВО). Получаемая математическая модель обеспечивает непрерывность работы организации, за счет более быстрого принятия управленческих решений на возникающие трудности в процессе деятельности организации. Рассматриваются, что в процессе управления УЗВО лицу принимающее решение приходится разрешать три процесса, а именно: процессом образования определенных трудностей, процессом распознания проблемы и процессом реализации решения на устранение проблемы. Рассматриваемый пример, показал зависимость вероятности выполнения задачи от частоты срыва, то есть невыполнения плана, при заданных условиях частоты срыва устранения проблемы ЛПР. Использование подхода на основе синтеза позволяет строить такую систему, как система управления УЗВО исходя из требуемого уровня показателя эффективности управления учебным заведением. Соответственно, система, построенная на подобных началах, будет лишена основного недостатка – несоответствие результатов управления ожиданиям ЛПР. Подобных подход позволяет оценить любое принимаемое решение с позиции временных и ресурсных затрат, а также установить четкую, научно обоснованную связь принимаемого решения с результатами действия.

Информация об авторах:
Бурлов Вячеслав Георгиевич, *Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого (СПбПУ), профессор высшей школы техносферной безопасности, д.т.н., профессор, г. Санкт-Петербург, Россия*
Грачев Михаил Иванович, *Санкт-Петербургский университет МВД России, старший инженер информационного центра, г. Санкт-Петербург, Россия*

Для цитирования:
Бурлов В.Г., Грачев М.И. Оценивание эффективности принятия управленческих решений в социально-экономических системах на примере учебного заведения высшего образования // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №2. С. 32-38.

For citation:
Burlov V.G., Grachev M.I. (2020) Evaluation of the efficiency of making management decisions in socio-economic systems on the example of educational institutions of higher education. *T-Comm*, vol. 14, no.2, pp. 32-38. (*in Russian*)

Введение

Обзор литературы и статистических данных позволил найти следующих авторов, рассматривающих проблемы управления учебным заведением: Андрончев И.К., Дмитриев Д.С., Задорожняя Е.К., Ларина Е.В., Соловова Н.В., Уткин О.А., Таирова М.М., Энгельман И.В., [1-10], которые рассматривали вопросы управления в высших учебных заведениях.

В работах указанных авторов используются модели и методы, построенные на основе различных подходов, например таких как: управление высшим учебным заведением (ВУЗ) посредством информационно-коммуникационных технологий [1], либо рассказывается об современных подходах к организации и управлению наукой и образованием в деятельности учебного заведения [2], интересный подход был указан к развитию ВУЗа в виде стратегическом подходе, подходе с использованием инновационной экономики, на основе развития ключевых компетенций, а так же оценке эффективности их управления [3-5], и прочих методах. Указанные методы в основном используют подход основанный на анализе, в данной работе мы будет создавать математическую модель принятия управленческих решений основанный на синтезе, использующий в свою очередь, естественно-научный подход (ЕНП) и закон сохранения целостности объекта (ЗСЦО) для формирования условий, которые в свою очередь будут гарантировать достижение поставленной цели [11].

Для ЛПР вопросы связанные с бесперебойностью работы и повышением эффективности функционирования УЗВО рассматриваются как первостепенные и важные для достижения цели управления. Одним из критериев бесперебойности работы является соответствующая квалификация персонала, данный «человеческий фактор» как причина возникновения большинства сбоев в работе носит систематический характер, при оценке уровня знаний и готовности разрешить причину сбоя в работе[12].

Актуальность работы определяется тем, что в ней учитываются вопросы использования информационных технологий, Web-технологий, человеческого фактора и оценивается эффективность управления УЗВО с учетом рассмотрения вариантов решения лиц, ответственных за управление и принимающих определенные решения, поскольку именно решение является основой деятельности человека[13,14].

1. Общие правила и допущения необходимые для разработки математической модели принятия управленческих решений процессом бесперебойного управления УЗВО

Для синтеза нашей математической модели мы будем придерживаться ведущей научной и научно-педагогической школы Санкт-Петербурга «Системная интеграция процессов государственного управления» включенной в реестр ведущих научно-педагогических и научных школ Санкт-Петербурга [15], в основе которой и используется естественно-научный подход (ЕНП) для формирования условий, которые в свою очередь также будут гарантировать достижение поставленной цели[11].

В ходе деятельности ЛПР может оказаться в двух ситуациях:

1. Сложившаяся обстановка при управлении УЗВО не позволяет ЛПР разрешить проблемную ситуацию, в связи с недостатком квалификации.

2. Квалификация ЛПР позволяет разрешить проблему, но при учете того, что потребуется задействовать дополнительны резервы времени и аппаратно-программных средств.

Для дальнейшего учета в модели данных двух ситуаций, следует выделить 4 состояния, в которых будут происходить дальнейшие действия:

Состояние 1 – начальное состояние, в котором находится рассматриваемый объект управления (УЗВО);

Состояние 2 – состояние объекта, при котором цель управления была достигнута. В данном состоянии существует два варианта развития ситуации. Первым вариант рассматривается вопрос достижения итоговой цели с затраченным большим количеством времени, превышающим необходимые временные «рамки», что равнозначно провалу решения задачи управления, происходит переход к состоянию 1. Во втором варианте цель управления достигнута и было затрачено допустимое количество времени, следовательно, цель управления достигнута.

Состояние 3 – это состояние, которое характеризует факт проявления проблемы, при учете, что в процессе управления возникают как штатные ситуации, механизмы реагирования на которые отработаны, так и нештатные ситуации, в которых происходит проявление проблемы, следовательно, ЛПР обязан искать ресурсы с целью разрешения проблемы. В данном состоянии возникает необходимость в идентификации проблемы и определения необходимых ресурсов.

Состояние 4 – это состояние, которое характеризует ситуацию, в которой ЛПР четко понимает пути решения проблемы, а также необходимые ресурсы для ее решения. В данном состоянии существует два варианта развития событий. В первом варианте ЛПР не готов к решению проблемы, следовательно, происходит возврат к состоянию 1, поскольку задача управления не решена. Второй вариант, когда руководитель способен решить задачу, но это требует от него дополнительных временных затрат. В таком случае система переходит к состоянию 2.

Подход к оценке эффективности управления УЗВО заключается в том, что ситуация, в которой происходит переход системы в исходное состояние характеризует квалификацию ЛПР и степень эффективности принимаемых им решений.

Среднее время выполнение цели управления характеризуется частотой ($\zeta^{+} = \left(\frac{1}{T_{э}}\right)$ – величина обратная среднему времени выполнения целевой задачи (управления)) перехода системы из состояния 1 в состояние 2. Средняя частота срыва процесса управления характеризуется частотой (ζ^{-}), а переход из четвертого состояния во второе состояние, есть величина $\left(\nu_2 = \frac{1}{\Delta t_{НП}}\right)$, а $\Delta t_{НП}$ означает среднее время нейтрализации проблемы. Данное соотношение показывает степень подготовленности к решению возможных нештатных сложных ситуаций. При неспособности ЛПР идентифицировать ситуацию и принять адекватные меры происходит переход из состояния 4 в состояние 1, соответственно частота перехода ν_3 является показателем квалификации ЛПР.

Согласно данной логике, графическим представлением будет являться изображенные на рис. 1 переходные состояния.

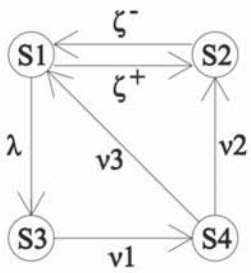

Рис. 1. Переходные состояния

Для создания математической модели принятия управленческих решений УЗВО последующей оценки эффективности управления были вынесены следующие основные предположения и допущения:

1. В ходе решения задачи рассматривался процесс принятия управленческих решений руководителем УЗВО;
2. Факты проявления проблем проявляются в случайные промежутки времени в ходе процесса управления.

Данные факты будут образовывать во времени поток, близкий к потоку Пуассона, а время обработки данных об определённом признаке является величиной случайной.

Полученные данные об определенных признаках, распределяются между задействованными ресурсами (аппаратно-программным комплексом и задействованным персоналом), направленными на решение задачи по управлению УЗВО.

Рассматривается случай, когда время проявление проблемы ограничено и соизмеримо со временем идентификации и нейтрализации проблемы.

Разрабатываемая система предназначена для оценивания показателя эффективности реализации управленческих решений при управлении УЗВО.

Принимая во внимание данные допущения, была использована система дифференциальных уравнений Колмогорова:

$$\frac{dP_i(t)}{dt}=\sum_{j=1}^{n}\lambda_{ji}(t)\cdot P_j(t)-P_i(t)\cdot\sum_{j=1}^{n}\lambda_{ij}(t)$$

где $i=0,1,2,...,n.$

Для составления необходимого нам дифференциального уравнения Колмогорова для функции $P_i(t)$, $i=1,...,n.$, надо будет в левой части этого уравнения записать производную $\frac{dP_i(t)}{dt}$ функции $P_i(t)$, а в правой части уравнения следующее произведение – $\sum_{j=1}^{n}\lambda_{ij}(t)\cdot P_i(t)$ суммы $\sum_{j=1}^{n}\lambda_{ij}(t)$ плотностей вероятностей переходов λ_{ij} у стрелок, выходящих из состояния S_i, на вероятность $P_i(t)$ этого состояния со знаком минус, плюс сумму $\sum_{j=1}^{n}\lambda_{ij}(t)\cdot P_i(t)$ произведений $\lambda_{ji}P_j(t)$ плотностей вероятностей переходов λ_{ji}, соответствующих стрелкам, входящим в состояние S_i, на вероятности состояний $P_j(t)$, из которых эти стрелки выходят.

При этом плотности вероятностей переходов λ_{ij}, соответствующие отсутствующим стрелкам на графе, будут равны нулю.

Итоговые вероятности получаемых состояний могут быть получены путём решения системы линейных алгебраических уравнений, путем вычисления их из дифференциальных уравнений Колмогорова, если приравнять производные к нулю, а вероятностные функции состояний $P_1(t),...,P_n(t)$ в правых частях уравнений заменить, на неизвестные финальные вероятности, такие как $P_1,...,P_n$. Для того, чтобы найти необходимое нам точное значение $P_1,...,P_n$, к используемым уравнениям добавим нормировочное условие, такое как: $P_0+P_1+...+P_n=1$.

Для приведенных переходных состояний, представленных на рис. 1, система уравнений Колмогорова примет вид:

$$\begin{cases}\frac{dP_1(t)}{dt}=-\left(\zeta^{+}+\lambda\right)\cdot P_1(t)+\zeta^{-}\cdot P_2(t)+\nu_3\cdot P_4(t),\\ \frac{dP_2(t)}{dt}=\zeta^{+}\cdot P_1(t)-\zeta^{-}\cdot P_2(t)+\nu_2\cdot P_4(t),\\ \frac{dP_3(t)}{dt}=\lambda\cdot P_1(t)-\nu_1\cdot P_3(t),\\ \frac{dP_4(t)}{dt}=\nu_1\cdot P_3(t)-\left(\nu_3+\nu_2\right)\cdot P_4(t).\end{cases}$$

Следовательно, итоговые вероятности могут быть получены путём дальнейшего решения системы линейных алгебраических уравнений:

$$\begin{cases}0=-\left(\zeta^{+}+\lambda\right)\cdot P_1+\zeta^{-}\cdot P_2+\nu_3\cdot P_4,\\ 0=\zeta^{+}\cdot P_1-\zeta^{-}\cdot P_2+\nu_2\cdot P_4,\\ 0=\lambda\cdot P_1-\nu_1\cdot P_3,\\ 1=P_1+P_2+P_3+P_4.\end{cases}$$

Решение системы примет следующий вид:

$$P_1=\frac{\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{-}+\nu_1\cdot\nu_3\cdot\zeta^{-}}{\lambda\cdot\nu_1\cdot\nu_2+\lambda\cdot\nu_1\cdot\zeta^{-}+\lambda\cdot\nu_3\cdot\zeta^{-}+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{+}+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{-}+\nu_1\cdot\zeta^{+}\cdot\nu_3+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{-}}.$$

$$P_2=\frac{\lambda\cdot\nu_1\cdot\nu_2+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{+}+\nu_1\cdot\zeta^{+}\cdot\nu_3}{\lambda\cdot\nu_1\cdot\nu_2+\lambda\cdot\nu_1\cdot\zeta^{-}+\lambda\cdot\nu_3\cdot\zeta^{-}+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{+}+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{-}+\nu_1\cdot\zeta^{+}\cdot\nu_3+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{-}}.$$

$$P_3=\frac{\lambda\cdot\nu_1\cdot\zeta^{-}+\lambda\cdot\nu_3\cdot\zeta^{-}}{\lambda\cdot\nu_1\cdot\nu_2+\lambda\cdot\nu_1\cdot\zeta^{-}+\lambda\cdot\nu_3\cdot\zeta^{-}+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{+}+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{-}+\nu_1\cdot\zeta^{+}\cdot\nu_3+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{-}}.$$

$$P_4=\frac{\lambda\cdot\nu_1\cdot\zeta^{-}}{\lambda\cdot\nu_1\cdot\nu_2+\lambda\cdot\nu_1\cdot\zeta^{-}+\lambda\cdot\nu_3\cdot\zeta^{-}+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{+}+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{-}+\nu_1\cdot\zeta^{+}\cdot\nu_3+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{-}}.$$

Вероятность того, что проблема будет обнаружена и устранена задействованной системой управления, включающей в себя технические возможности и человеческий фактор (квалификацию персонала) определяется соотношением:

$$P_2=\frac{\lambda\cdot\nu_1\cdot\nu_2+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{+}+\nu_1\cdot\zeta^{+}\cdot\nu_3}{\lambda\cdot\nu_1\cdot\nu_2+\lambda\cdot\nu_1\cdot\zeta^{-}+\lambda\cdot\nu_3\cdot\zeta^{-}+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{+}+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{-}+\nu_1\cdot\zeta^{+}\cdot\nu_3+\nu_1\cdot\nu_2\cdot\zeta^{-}}.$$

Данное соотношение является показателем эффективности управления УЗВО.

Одним из возможных подходов для описания этих процессов целесообразно использовать гафы состояний и сетевую модель, которые позволяют связать временные

интервалы и состояния наших процессов с критическим путём (временем) и состоянием сетевых моделей [16-19].

Критический путь – это наибольший путь необходимый для выполнения задачи.

2. Разработка сетевой модели управленческого решения ЛПР

Процесс построения сетевого графика будет состоять из некоторого количества этапов, необходимых для получения модели управления в целом:

1. Разработка сетевой модели общего выполнения работ;
2. Разработка сетевой модели образования угрозы;
3. Разработка сетевой модели мониторинга;
4. Сетевая модель устранения возникающих сбоев в работе.

Для составления сетевого графика мы предварительно разработаем необходимый нам перечень событий, который определяет планируемый процесс работы и без которых он не может состояться.

В качестве времени выполнения одной работы с учетом плана её выполнения с использованием сетевых графиков принимаем определенное время, например 21 минуту. Также в учет берется время выполнения всех работ за один день, например 50 работ за одни сутки.

Для составления перечня работ ведущих к образованию угрозы выносим следующие предположение: система мониторинга (АПК) спроектирована и смонтирована без ошибок. В качестве критического пути возьмем рабочее время проявления проблемы при правильном использовании технических средств мониторинга и эксплуатации, например 8 часов.

Далее нам необходимо будет построение сетевого графика мониторинга, для построения которого, также необходимо разработать предварительный перечень событий, который определяет дальнейший процесс по плану. Проводим последующий необходимый нам, анализ сетевого графика.

Наиважнейшими параметрами для рассматриваемого нами сетевого графика будут являться:

1. Самое раннее из возможных временных наступлений j-го события $T_P(j)$, будет вычисляться по формуле:

$$T_P(j) = \max_{i \subset j}(T_P(i) - t_{ij}), \text{ где}$$

– i и j обозначаются номера предшествующего и последующего событий соответственно;

– t_{ij} – продолжительность (i, j)-й работы.

2. Наиболее позднее допустимое время наступления i-го события $T_п(i)$, будет вычисляться по формуле:

$$T_{П}(j) = \min_{i \supset j}(T_{П}(i) - t_{ij}),$$

где из обозначения $i \supset j$ следует, что событие j будет предшествовать событию i

3. Временной резерв данного события R_i вычисляемый по формуле:

$$R_i = (T_{П}(i) - T_P(i))$$

4. Полный резерв времени работы $r_п(i,j)$, вычисляемый по формуле:

$$r_{П}(\mathrm{i,j}) = (T_{П}(j) - T_P(i) - t_{ij})$$

5. Свободный резерв времени работы $r_c(i,j)$, вычисляемый по формуле:

$$r_c(\mathrm{i,j}) = (T_P(j) - T_{П}(i) - t_{ij})$$

Критический путь мониторинга:

Исходя из расчетов критический путь один. Расчет искомого нами критического пути производится путем определения работ, полные резервы времени которых равны 0. Длина критического пути мониторинга получилась равной 1 час.

Проводим анализ сетевого графика устранения угрозы, где основными параметрами будут являться:

1. Самое раннее из возможных времен наступления j-го события $T_P(j)$, вычисляемое по формуле:

$$T_P(j) = \max_{i \subset j}(T_P(i) - t_{ij}), \text{ где}$$

– i и j обозначаются результаты предшествующего и последующего событий;

– t_{ij} – продолжительность (i, j)-й работы.

Из обозначения $i \subset j$ следует, что событие i предшествует событию j.

2. Наиболее позднее допустимое время наступления i-го события $T_п(i)$, мы будем вычислять по формуле:

$$T_{П}(j) = \min_{i \supset j}(T_{П}(i) - t_{ij}),$$

где из обозначения $i \subset j$ следует, что событие j будет предшествовать событию i.

Запас времени определенного события R_i вычисляется по формуле:

$$R_i = (T_{П}(i) - T_P(i))$$

Полный резерв времени нашей работы $r_п(i,j)$, будет вычислятся по следующей формуле:

$$r_{П}(\mathrm{i,j}) = (T_{П}(j) - T_P(i) - t_{ij})$$

Свободный же резерв времени работы $r_c(i,j)$, будет вычисляться по следующей формуле:

$$r_c(\mathrm{i,j}) = (T_P(j) - T_{П}(i) - t_{ij})$$

По полученным данным можно сделать вывод, что критический путь один. Расчет наибольшего времени затраченного на работы производится путем определения таких работ, полные резервы времени которых равны 0. Длина критического пути устранения возникшей проблемы, при заданных условиях получилась равной 6 часов.

3. Практическое значение и оценивание эффективности реализации управленческих решений ЛПР при управлении УЗВО

Эффективность – это свойство, которое характеризует степень достижения цели или степень реализации возможностей системы, заложенных в неё разработчиком, в рамках определённых ограничений, и оценивается определенным показателем [11].

Так как предназначение управленческого решения - это распознание обстановки и выработка команды по задействованию ресурсов, то целесообразно в качестве показателя эффективности выбрать вероятность того, что каждая проблема, возникшая перед ЛПР, определяется и нейтрализуется [11].

Показателем эффективности нашей модели управления процессом управления ЛПР УЗВО, будет служить следующая аналитическая зависимость:

$$P_2 = f(\lambda, \nu_1, \nu_2, \nu_3, \zeta^+, \zeta^-),$$

где λ – есть величина $\left(\lambda = \frac{1}{\Delta t_{ПП}}\right)$, где $\Delta t_{ПП}$ – среднее время появления проблемы;

ν_1 – есть величина $\left(\nu_1 = \frac{1}{\Delta t_{ИП}}\right)$, где $\Delta t_{ИП}$ – среднее время обнаружения проблемы;

ν_2 – есть величина $\left(\nu_2 = \frac{1}{\Delta t_{НП}}\right)$, где $\Delta t_{НП}$ – среднее время устранения проблемы;

ν_3 – частота срыва нейтрализации проблемы ЛПР, по причине невозможности распознать ситуацию (показатель квалификации ЛПР);

ζ^+ – есть величина $\left(\zeta^+ = \frac{1}{T_Э}\right)$, где $T_Э$ – длительность решения задачи (общее время управления);

ζ^- – частота срыва плана (невыполнение задачи);

P_2 – показатель эффективности реализации управленческих решений ЛПР при управлении УЗВО.

По условию задачи имеем:

$T_Э = 17.5ч.$ – время решения задачи (общее время управления в течение 1 суток);

$N_{СРЫВ} = 1шт.$ – количество срывов за 1 сутки;

$N_П = 50шт.$ – количество задач за 1 сутки;

$$\Delta t_{ПП} = 8 \Rightarrow \lambda = \left(\frac{1}{\Delta t_{ПП}}\right) = \left(\frac{1}{8}\right) = 0.125.$$

$$\Delta t_{ИП} = 1 \Rightarrow \nu_1 = \left(\frac{1}{\Delta t_{ИП}}\right) = \left(\frac{1}{1}\right) = 1.$$

$$\Delta t_{НП} = 6 \Rightarrow \nu_2 = \left(\frac{1}{\Delta t_{НП}}\right) = \left(\frac{1}{6}\right) = 0.167.$$

$$\zeta^- = \frac{N_{СРЫВ}}{N_П} = \frac{1}{50} = 0.02.$$

$$T_Э = 17.5 \Rightarrow \zeta^+ = \left(\frac{1}{T_Э}\right) = \left(\frac{1}{17.5}\right) = 0.057.$$

Задаем условие:

$$\frac{\Delta t_{ИП} + \Delta t_{НП}}{\Delta t_{ПП}} < 1 \cdot \quad \frac{1+6}{8} < 1$$

Найдем необходимую нам вероятность того, что задача будет выполнена P_2 с учетом:

– частоты (ν_3) – которая характеризует частоту срыва нейтрализации проблемы ЛПР, по причине невозможности распознать ситуацию, что является основой показателя квалификации ЛПР;

– частоты (ζ^-) – которая характеризует среднее количество срыва выполнения управленческих решений, что показывает успешность выполнения задач.

1. Если $\nu_3 = \frac{\nu_1}{1000}$, $\zeta^- = \frac{N_{СРЫВ}}{N_П} = \frac{1}{50} = 0.02.$ то $P2 = 0.768.$

$$P_1 = \frac{\nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_3 \cdot \zeta^-}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.0847.$$

$$P_2 = \frac{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.7684.$$

$$P_3 = \frac{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^-}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.0632.$$

$$P_4 = \frac{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^-}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.0632.$$

Проверяем условие

$$P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 0.847 + 0.7684 + 0.0632 + 0.0632 = 1.$$

2. Если $\nu_3 = \frac{\nu_1}{100}$, $\zeta^- = \frac{N_{СРЫВ}}{N_П} = \frac{1}{50} = 0.02.$ то $P2 = 0.771.$

$$P_1 = \frac{\nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_3 \cdot \zeta^-}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.0881.$$

$$P_2 = \frac{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.7709.$$

$$P_3 = \frac{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^-}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.0629$$

$$P_4 = \frac{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^-}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.0623.$$

Проверяем условие

$$P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 0.0881 + 0.7709 + 0.0629 + 0.0623 = 1.$$

3. Если $\nu_3 = \frac{\nu_1}{1000}$, $\zeta^- = \frac{N_{СРЫВ}}{N_П} = \frac{2}{50} = 0.04.$ то $P2 = 0.624.$

$$P_1 = \frac{\nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_3 \cdot \zeta^-}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.1376.$$

$$P_2 = \frac{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.6238.$$

$$P_3 = \frac{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^-}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.1027.$$

$$P_4 = \frac{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^-}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.1026.$$

Проверяем условие

$$P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 0.1376 + 0.6238 + 0.1027 + 0.1026 = 1.$$

4. Если $\nu_3 = \frac{\nu_1}{100}$, $\zeta^- = \frac{N_{СРЫВ}}{N_П} = \frac{2}{50} = 0.04.$ то $P2 = 0.627.$

$$P_1 = \frac{\nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_3 \cdot \zeta^-}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.1433.$$

$$P_2 = \frac{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.6272.$$

$$P_3 = \frac{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^-}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.1024.$$

$$P_4 = \frac{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^-}{\lambda \cdot \nu_1 \cdot \nu_2 + \lambda \cdot \nu_1 \cdot \zeta^- + \lambda \cdot \nu_3 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^+ + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^- + \nu_1 \cdot \zeta^+ \cdot \nu_3 + \nu_1 \cdot \nu_2 \cdot \zeta^-} = 0.1014.$$

Проверяем условие

$$P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 0.1433 + 0.6272 + 0.1024 + 0.1014 = 1.$$

Разработка модели обеспечения бесперебойности работы на основе решения задачи при заданной вероятности реализации управленческих решений при управлении УЗВО $P_2 = 0.8$, при общем времени решения задачи $\zeta^+ = 0.057$, при количестве срывов $\zeta^- = 0.02$, частоте срыва нейтрализации ЛПР $\nu_3 = 0.001$, и заданной угрозе $\lambda = 0.125$:

$P_2 = 0.8$

$$T_Э = 17.5 \Rightarrow \zeta^+ = \left(\frac{1}{T_Э}\right) = \left(\frac{1}{17.5}\right) = 0.057.$$

$$\zeta^- = \frac{N_{СРЫВ}}{N_П} = \frac{1}{50} = 0.02.$$

$$\Delta t_{ПП} = 8 \Rightarrow \lambda = \left(\frac{1}{\Delta t_{ПП}}\right) = \left(\frac{1}{8}\right) = 0.125.$$

$$\nu_3 = 0.001$$

$$\frac{0.125\nu_1\cdot\nu_2+\nu_1\cdot\nu_2\cdot 0.057+\nu_1\cdot 0.057\,0.001}{0.125\nu_1\cdot\nu_2+0.125\nu_1\cdot 0.02+0.125\,0.001\,0.02+\nu_1\cdot\nu_2\cdot 0.057+\nu_1\cdot\nu_2\cdot 0.02+\nu_1\cdot 0.057\,0.001+\nu_1\cdot\nu_2\cdot 0.02} = 0.8$$

$$\nu_1 = 2 \Rightarrow \Delta t_{НП} = \left(\frac{1}{\nu_1}\right) = \left(\frac{1}{2}\right) = 0.5.$$

$$\nu_2 = 0.5 \Rightarrow \Delta t_{НП} = \left(\frac{1}{\nu_2}\right) = \left(\frac{1}{0.5}\right) = 2.$$

$$P_2 = f\left(\lambda, \nu_1, \nu_2, \nu_3, \zeta^+, \zeta^-\right)$$

$$P_2 = f\left(0.125; 2; 0.5; 0.001; 0.057; 0.02\right)$$

Чтобы обеспечить вероятность $P_2 = 0.8$, расчеты для идентификации и нейтрализации на каждом переходе события к событию должны быть:

1. При расчете графиков идентификации все данные необходимо откорректировать, например уменьшить в два раза.

2. При расчете графиков нейтрализации все данные надо, также откорректировать, например уменьшить в три раза.

Чтобы обеспечить бесперебойную работу УЗВО с помощью сетевого планирования можно увеличить время между процессами появления проблемы или уменьшить время идентификации или нейтрализации проблемы, а также нейтрализовать срыв в работе или срыв устранения проблемы ЛПР, по причине невозможности распознать ситуацию, при этом увеличится вероятность реализации управленческих решений при управлении УЗВО, что значительно улучшит процесс принятия управленческих решений в целом.

Выводы

В процессе управления образовательной организацией ЛПР приходится сталкиваться с тремя процессами – процессом образовании проблемы (определенных несоответствий), процессом идентификации проблемы (распознания ситуации) и процессом нейтрализации проблемы (реализации решения).

Данная работа, максимально приближена к реальным условиям, показала зависимость вероятности выполнения задачи управления – P_2 от частоты срыва, то есть невыполнения плана выполнения работ $\left(\zeta^-\right)$, при заданных условиях частоты срыва нейтрализации проблемы ЛПР $\left(\nu_3\right)$.

Использование подхода к моделированию на основе синтеза позволяет строить такую систему, как система управления УЗВО из требуемого уровня показателя эффективности управления для достижения цели управления. Соответственно, система, построенная на подобных началах, будет лишена основного недостатка – несоответствие результатов управления ожиданиям ЛПР. Подобных подход позволяет оценить любое принимаемое решение с позиции временных и ресурсных затрат, а также установить четкую, научно обоснованную связь принимаемого решения с результатами действия.

Литература

1. *Андрончев И.К., Дмитриев Д.С., Соловова Н.В.* Управление образовательным процессом ВУЗа средствами информационно-коммуникационных технологий // Вестник Самарского университета. Экономика и управление. 2014. № 8 (119). С. 240-247.

2. *Дмитриев Д.С., Саушкин М.Н., Соловова Н.В., Яшкин С.Н.* Инновационные подходы к организации и управлению научно-образовательной деятельностью вуза. Под ред. Т.И. Рудневой. Самара, 2016.

3. *Задорожняя Е.К.* Коллегиальная модель управления высшим учебным заведением. Экономика и менеджмент инновационных технологий. 2013. № 12 (27). С. 6.

4. *Ларина Е.В.* Механизм управления высшим учебным заведением на основе развития ключевой компетенции // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2011. № 12. С. 48.

5. *Ларина Е.В.* Оценка эффективности управления развитием ключевой компетенции вуза как социально-экономической системы // Актуальные инновационные исследования: наука и практика. 2011. № 1. С. 15.

6. *Ларина Е.В.* Тенденции обеспечения конкурентоспособности высшего учебного заведения // Управление экономическими системами: электронный научный журнал. 2011. № 10 (34). С. 39.

7. *Соловова Н.В., Никулина И.В., Новоселова О.В., Санько А.М.* Инновационные технологии управления персоналом образовательной организации высшего образования в условиях институциональных изменений. Самара, 2017.

8. *Уткин О.А.* Анализ организационных моделей управления университетами и их применение в России // Журнал правовых и экономических исследований. 2011. № 3. С. 87-92.

9. *Таирова М.М., Кайимова З.А.* Зарубежный опыт управления высшим образованием // В сборнике: Научно-практическое обеспечение интеграции современной обучающей среды: проблемы и перспективы. Материалы международной научно-практической. 2016. С. 72-77.

10. *Энгельман И.В.* Процессный подход к управлению высшими учебными заведениями // Сборник материалов XIV-й международной научно-практической конференции. 2016. С. 198-205.

11. *Бурлов В.Г., Грачев М.И.* Аналитическо-динамическая модель управленческого решения в социально-экономических системах на примере руководителя учебного заведения высшего образования // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Т. 13. №10. С. 27-34.

12. *Бурлов В.Г., Грачев М.И.* Модель управления транспортными системами, учитывающей возможности инноваций // Технико-технологические проблемы сервиса. 2017. № 4 (42). С. 34-38.

13. *Бурлов В.Г., Грачев М.И.* О механизмах управления образовательным учреждением высшего образования на основе web-технологий // В сборнике: информационные управляющие системы и технологии 2017. С. 200-203.

14. *Burlov V.G, Grachev M.I.* Development of a mathematical model of traffic safety management with account for opportunities of web technologies // В сборнике: Transportation Research Procedia 2017. С. 97-105.

15. Реестр ведущих научных и научно-педагогических школ Санкт-Петербурга // Вузы и научные организации, в которых функционируют ведущие научные и научно-педагогические школы Санкт-Петербурга: [Электронный ресурс]. СПб., 2011-2019. URL:http://knvsh.gov.spb.ru/media/files/contests/closed/85/Spisok%201.pdf (Дата обращения 16.12.2019).

16. *Бурлов В.Г.* Математические методы моделирования в экономике. Санкт-Петербург, 2007. Том Часть 1.

17. *Анохин П.К.* Системные механизмы высшей нервной деятельности. М.: Наука, 1979. 453 с.

18. *Бурлов В.Г., Попов Н.Н., Гарсия Эскалона Х.А.* Управление процессом применения космической геоинформационной системы в интересах обеспечения экологической безопасности региона // Ученые записки Российского государственного гидрометеорологического университета. 2018. № 50. С. 118-129.

19. *Бурлов В.Г., Грачев М.И.* Синтез модели процесса управления государственным учреждением с использованием аналитическо-динамической модели // Региональная информатика и информационная безопасность // Сборник трудов. Санкт-Петербургское общество информатики, вычислительной техники, систем связи и управления. 2016. С. 8-13.

EVALUATION OF THE EFFICIENCY OF MAKING MANAGEMENT DECISIONS IN SOCIO-ECONOMIC SYSTEMS ON THE EXAMPLE OF EDUCATIONAL INSTITUTIONS OF HIGHER EDUCATION

Vyacheslav G. Burlov, *Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University (SPbPU), St. Petersburg, Russia,* ***burlovvg@mail.ru***

Mikhail I. Grachev, *St. Petersburg University of the Ministry of Internal Affairs of Russia, St. Petersburg, Russia,* ***mig2500@mail.ru***

Abstract

In a rapidly changing world, changes are occurring in all spheres of human life, including in the social and economic systems, such as education, law, defense, health and environmental protection. Of course, all areas require study with a view to improving management and decision-making mechanisms in order to increase the efficiency of their functioning. The proposed assessment allows you to build an analytical-dynamic model of a decision-maker (DM) and allows you to make the connection of three important processes in the organization of management of a higher education institution (UZVO). The resulting mathematical model ensures the continuity of the organization's work, due to faster adoption of managerial decisions on emerging difficulties in the process of the organization's activities. It is considered that in the process of managing the UZVO, the decision maker has to resolve three processes, namely: the process of the formation of certain difficulties, the process of recognizing the problem and the process of implementing the solution to eliminate the problem. The considered example showed the dependence of the probability of the task on the frequency of failure, that is, failure to fulfill the plan, under the given conditions of the frequency of failure to eliminate the problem of decision-making. Using a synthesis-based approach allows you to build a system such as a UZVO management system based on the required level of educational institution management efficiency. Accordingly, a system based on such principles will be deprived of the main drawback – the inconsistency of the results of managing the expectations of decision makers. Such an approach allows you to evaluate any decision made from the standpoint of time and resource costs, as well as to establish a clear, scientifically substantiated relationship between the decision made and the results of the action.

Keywords: *management efficiency, social and economic mathematical system, model, manager's qualifications, managerial decisions, higher education institution, decision maker, network models.*

References

1. Andronchev I.K., Dmitriev D.S., Solovova N.V. (2014). Management of the educational process of the university by means of information and communication technologies. Bulletin of Samara University. *Economics and Management*. No. 8 (119), pp. 240-247.
2. Dmitriev D.S., Saushkin M.N., Solovova N.V., Yashkin S.N. (2016). *Innovative approaches to the organization and management of the scientific and educational activities of the university*. Edited by T. I. Rudneva. Samara.
3. Zadorozhnaya E.K. (2013). Collegial model of higher education institution management. *Economics and management of innovative technologies*. No. 12 (27). P. 6.
4. Larina E.V. (2011). The management mechanism of a higher educational institution based on the development of core competency. *Science and education: scientific publication of MSTU. N.E. Bauman.* No. 12. P. 48.
5. Larina E.V. (2011). Assessing the effectiveness of managing the development of the key competence of a university as a socio-economic system. *Actual innovative research: science and practice*. No. 1. P. 15.
6. Larina E.V. (2011). Trends in ensuring the competitiveness of higher education. *Management of economic systems: an electronic scientific journal.* No. 10 (34). P. 39.
7. Solovova N.V., Nikulina I.V., Novoselova O.V., Sanko A.M. (2017). *Innovative technologies of personnel management of an educational institution of higher education in the context of institutional changes*. Samara.
8. Utkin O.A. (2011). Analysis of organizational models of university management and their application in Russia. *Journal of Legal and Economic Studies.* No 3, pp. 87-92.
9. Tairova M.M., Kayimova Z.A. (2016). Foreign experience in managing higher education. In the collection: Scientific and practical support for the integration of a modern learning environment: problems and prospects. *Materials of international scientific and practical,* pp. 72-77.
10. Engelman I.V. (2016). The process approach to managing higher education institutions. *Collection of materials of the XIV-th international scientific-practical conference*, pp. 198-205.
11. Burlov V.G., Grachev M.I. (2017). A transport management model that takes into account innovation opportunities. *Technical and technological problems of service*. No. 4 (42), pp. 34-38.
12. Burlov V.G., Grachev M.I. (2017). On the management mechanisms of an educational institution of higher education based on web-technologies. *In the collection: information control systems and technologies*, pp. 200-203.
13. Burlov V.G., Grachev M.I. (2017). Development of a mathematical model of traffic safety management with account for opportunities of web technologies. *Collected: Transportation Research Procedia*, pp. 97-105.
14. Burlov V.G, Grachev M.I. (2017). Development of a mathematical model of traffic safety management with account for opportunities of web technologies. *Transportation Research Procedia*, pp. 97-105.
15. Register of leading scientific and scientific-pedagogical schools of St. Petersburg. Universities and scientific organizations in which the leading scientific and scientific-pedagogical schools of St. Petersburg operate: [Electronic resource]. SPb., 2011-2019. URL: http: //knvsh.gov.spb.ru/media/files/contests/closed/85/Spisok%201.pdf (Access date 12/16/2019).
16. Burlov V.G. (2007). *Mathematical modeling methods in economics*. St. Petersburg. Part 1.
17. Anokhin P.K. (1979). *Systemic mechanisms of higher nervous activity*. Moscow. The science. 453 p.
18. Burlov V.G., Popov N.N., Garcia Escalona H.A. (2018). Managing the application of space geographic information systems in the interests of ensuring the environmental safety of the region. *Scientific notes of the Russian State Hydrometeorological University*. No. 50, pp. 118-129.
19. Burlov V.G., Grachev M.I. (2016). Synthesis of a process model for managing a public institution using an analytical-dynamic model. Regional Informatics and Information Security. *Collection of works. St. Petersburg Society of Informatics, Computer Engineering, Communication and Control Systems*, pp. 8-13.

Information about authors:

Vyacheslav G. Burlov, *Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University (SPbPU), Professor at the Higher School of Technosphere Safety, Doctor of Technical Sciences, Professor, St. Petersburg, Russia*

Mikhail I. Grachev, *St. Petersburg University of the Ministry of Internal Affairs of Russia, Senior Engineer of the Information Center, St. Petersburg, Russia*

QUASI-DETERMINED ALGORITHM FOR RESOLUTION OF RANDOMLY FLUCTUATING SIGNALS AND CHAOTIC PULSE INTERFERENCE

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-2-39-44

Sergey T. Yaushev,
Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI, Kazan, Russia, ***yaushev.st@mail.ru***

Rashid R. Faizullin,
Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI, Kazan, Russia, ***rrfayzullin@kai.ru***

Ilya M. Lerner,
Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI, Kazan, Russia, ***aviap@mail.ru***

Keywords: *quasi-determined algorithm for resolution, non-Gaussian signals, chaotic pulse interference.*

The most complete consideration of the characteristics of the signal-noise situation in the communication channel, which are determined by the probabilistic characteristics of the interference complex consisting of chaotic pulse interference, non-Gaussian and noise interference with arbitrary fluctuations in the signal amplitudes and interference, is extremely important for most communication systems with moving objects. The developed method in this paper allows us to synthesize structural schemes of optimal and quasi-optimal devices for processing random groups of signals with arbitrarily defined distributions. At the same time resulting quasicanonical (unified) structures of algorithms and devices are convenient for both practical implementation and transition to adaptive procedures, when the number, vector of average values, covariance matrices and probabilities of the components of the distribution of useful and interfering pulses are estimated during signal processing and used to adapt the configuration of decision device during its work.

Information about authors:
Sergey T. Yaushev, *post-graduate student, Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI, Department of Nanotechnology in Electronics, Kazan, Russia*
Rashid R. Faizullin, *professor, doctor of Technical Sciences, Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI, Department of Nanotechnology in Electronics, Kazan, Russia*
Ilya M. Lerner, *associated professor. candidate of physico-mathematical sciences, Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI, Department of Nanotechnology in Electronics, Kazan, Russia*

Для цитирования:
Яушев С.Т., Файзуллин Р.Р., Лернер И.М. Квазидетерминированный алгоритм разрешения произвольно флуктуирующих сигналов и хаотических импульсных помех // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №2. С. 39-44.

For citation:
Yaushev S.T., Faizullin R.R., Lerner I.M. (2020) Quasi-determined algorithm for resolution of randomly fluctuating signals and chaotic pulse interference. *T-Comm*, vol. 14, no.2, pp. 39-44. (*in Russian*)

Introduction

The most complete consideration of the characteristics of the signal-noise situation in the communication channel, which are determined by the probabilistic characteristics of the interference complex consisting of chaotic pulse interference, non-Gaussian and noise interference with arbitrary fluctuations in the signal amplitudes and interference, is extremely important for most communication systems with moving objects [1-6]. Therefore, when assessing the reliability of information exchange and the optimality of radio links, a necessary condition is a complete probabilistic description of the useful and interfering oscillations at the receiver input. At the same time, specific models of signals and interference should, on the one hand, correctly reflect the radio-pulse nature and type of modulation of useful signals, the shape of interference pulses, and, on the other hand, take into account their real fluctuations. For this, it is necessary to use quasi-deterministic models of signals and interference [1-3] in which elementary signals and interference pulses are described in the form of known harmonic functions of time with random parameters (amplitudes, phases, etc.).

Problem Statement

In this statement, each j-th multi-element signal from the ensemble $j=\overline{1,J}$ for $i=\overline{1,I}$-th type of high-frequency narrow-band elementary radio signal is a sequence of high-frequency narrow-band elementary radio signals which can be represented as follows

$$S_{i_j}\left(t,\ \overline{\alpha}_j\right)=\sum_{k=1}^{K}S_{i_{jk}}\left(t-t_k,\ \overline{\alpha}_{jk}\right)=\sum_{k=1}^{K}a_{i_{jk}}\ \mathrm{Re}\left[U_{i_{jk}}\left(t-t_k\right)\exp\left(j\left(2\pi f_0 t+\varphi_{i_{jk}}\right)\right)\right]=$$
$$=\sum_{k=1}^{K}a_{i_{jk}}\left(u_{i_{jk}}\left(t-t_k\right)\cos\left(2\pi f_0 t+\varphi_{i_{jk}}\right)+u_{i_{jk}\perp}\left(t-t_k\right)\sin\left(2\pi f_0 t+\varphi_{i_{jk}}\right)\right);\qquad(1)$$

where I is the number of types of elementary high-frequency narrow-band radio signals, J is the number of signal types in the ensemble, $U_{i_{jk}}(\bullet)$ is complex amplitude of the narrowband modulating oscillation; $u_{i_{jk}}(t)$, $u_{i_{jk}\perp}(t)$ are the in-phase and quadrature components of a radio signal, respectively; $\overline{\alpha}_{i_{jk}}=\left(a_{i_{jk}},\varphi_{i_{jk}}\right)\in A_i$ – random finite-dimensional parameter vectors with arbitrary probability distribution densities $w_{i_{jk}}\left(\overline{\alpha}_{i_{jk}}\right)$; t_k is a time at the k-th position of the signal from the start of transmission; K is number of timeslot positions; f_0 is a signal carrier frequency.

In fact, in the presented model (1) , the random parameters are the amplitude factors $a_{i_{jk}}$ and the initial phases $\varphi_{i_{jk}}$ of elementary signal of the i-th type $(i=\overline{1,I})$, corresponding to the k-th position of the j-th multi-element signal.

The distribution of the quadrature components of the signal describes the result of some random conversion by the radio channel of the parameters of this signal from the output of the transmitter, the randomness of which is caused by a variety of types and operating conditions of subscriber terminals. Signals $S_{i_j}\left(t,\ \overline{\alpha}_j\right)$ can appear on the observation interval T in random various combinations with a priori probabilities p_j. The simultaneous arrival $r=\overline{1,\ R}$ of signals of different types from the original ensemble is allowed.

It is assumed that in the communication channel the signal (1) is distorted by noise and chaotic impulse noise. Noise interference consists of internal and external noise, which, by virtue of generally accepted assumptions, will be considered Gaussian, having a power spectral density constant in a given band N_0. In this case, the structure of the synthesized algorithms is supplemented by a unit for estimating the noise power. Chaotic impulse noise (CIN) is formed by a finite number of M-independent flows of radio pulses of a known shape:

$$U_{CIN}\left(t,\overline{t_m},\ \overline{\beta}_{\Pi}\right)=\mathrm{Re}\sum_{m=1}^{M}b_m\left[U_m\left(t-t_m\right)\exp\left(j\left(2\pi f_0 t+\varphi_m\right)\right)\right]=$$
$$\sum_{m=1}^{M}b_m\left[u_m\left(t-t_m\right)\cos\left(2\pi f_0 t+\varphi_m\right)+u_{m\perp}\left(t-t_m\right)\sin\left(2\pi f_0 t+\varphi_m\right)\right],\ m=\overline{1,M};\qquad(2)$$

durations T_m with probability densities $w_m\left(t_m,\overline{\beta}_m\right)$ of random parameters $\overline{\beta}_m\in B_m$ and moments of occurrence t_m. The probability of impulse interference at the k-th position of a multi-element radio signal is denoted p_m. Here and after b_m and φ_m – a amplitude factors and initial phases for m-th stream of radio pulses, respectively; $u_m(t)$ и $u_{m\perp}$ are in-phase and quadrative components of m-th stream of radio pulses.

All functions $S_{i_j}\left(t,\ \overline{\alpha}_j\right)$ and $U_{CIN}\left(t,\overline{t_m},\ \overline{\beta}_{\Pi}\right)$, by definition, have limited energy for all parameter values. Given the narrowband nature of the signals and interference, neglecting the spread of their carrier frequencies – signals, interference and the results of their interference interaction can be unambiguously described in terms of complex envelopes and their projections - quadrature components.

Accordingly, the vector of samples of the j-th signal during the transmission of the k-th code symbol (for the same elementary signals) can be written as

$$\overline{\mathbf{u}}_j^{(k)}=U_j^{(k)}\mathbf{r}_j^{(k)}+U_{j\perp}^{(k)}\mathbf{r}_{j\perp}^{(k)},\qquad(3)$$

where $\mathbf{r}_j^{(k)}$ - basic nonrandom decisive functions of the reference signal obtained by multiplying the portion of the transmitted code and signature within the formation of the k-th bit, and $U_j^{(k)}$ are the random amplitudes of the quadrature components of the modulated signal.

We consider separately the situation in the absence of signals, in which an arbitrary number of n CIN pulses from m different flows in various combinations can overlap the observation interval T, forming the resulting interference oscillation.

Therefore, the conditional probability density of the CIN parameter vector when applying one HIP pulse from the m-th stream is formed by averaging the joint probability density of the $w_{m_1}(t_{m_1},\overline{\beta}_{m_1})$ parameters of the fixed CIN pulse over all M-flows of HIP with the corresponding conditional probabilities p_m:

$$w_1\left(\overline{t_n},\overline{\beta}^{(1)}\right)=\sum_{m_1=0}^{M}p_{m_1}w_{m_1}\left(t_{m_1},\overline{\beta}_{m_1}\right),\overline{\beta}^{(1)}\in\prod_{m=0}^{M}B_m,\qquad(4)$$

where t_{m_1} – moment of occurrence of the CIN impulse, p_{m_1} – conditional probability of overlapping on the interval of one impulse from the m-th CIN stream.

Accordingly, the conditional probability density of the pulse parameters of the resulting interfering vibration $\overline{U}_n(\overline{t}_n,\overline{\beta}^{(n)})$ is defined as:

$$w_n(\overline{t}_n,\overline{\beta}^{(n)})=\sum_{m_1=0}^{M}\ldots\sum_{m_n=0}^{M}p_{m_1,\ldots,m_n}w_{m_1,\ldots,m_n}(t_{m_1},\overline{\beta_{m_1}},\ldots,t_{m_n},\overline{\beta_{m_n}}),$$
$$\overline{\beta}^{(n)}\in\prod_{m=0}^{M}(B_m)^n,\overline{t_n}=\{t_{m_1},t_{m_2},\ldots,t_{m_n}\}, \quad (5)$$

where $p_{m_1,\ldots,m_n}=\prod_{k=1}^{n}p_{mk}$ – conditional overlap probability of n CIN pulses from m-streams with numbers $m_1\ldots m_n$; $w_{m_1\ldots m_n}(\bullet)$ is joint probability density of superimposed CIN pulse parameters.

In accordance with the formula for total probability, the unconditional probability density of the parameters of the resulting interference oscillation describes the result of interference of a fixed number of CIN pulses and has the following form:

$$w(\overline{t}_n,\overline{B})=\sum_{n=0}^{N}p_n\sum_{m_1=0}^{M}\ldots\sum_{m_n=0}^{M}p_{m_1,\ldots,m_n}w_{m_1,\ldots,m_n}(t_{m_1},\overline{\beta_{m_1}},\ldots,t_{m_n},\overline{\beta_{m_n}});$$
$$\overline{B}\in\sum_{n=0}^{N}\beta^{(n)},\quad \overline{t_n}\in T=\prod_{n=0}^{N}\left(\prod_{m=0}^{M}(T_n+T_m)\right)^n,\sum_{n=0}^{N}p_n=1. \quad (6)$$

Let us consider interference situations, assuming the two-component composition of the $\overline{\beta}_m=(b_m,\varphi_m)$ parameter vector with a random amplitude factor b_m and an initial phase φ_m, the joint density of which is $w(b_m,\varphi_m)$, and the arrival times $\{t_m\}$ are fixed during the implementation of the resulting CIN pulse.

We introduce a Gaussian density corresponding to centered noise with a constant power density within the signal spectrum N_0 and CIN and write the unconditional density of the input process as a weighted sum of conditional distributions averaged over random parameters of the corresponding CIN pulses:

$$w_n(\overline{u})=\sum_{n=0}^{N}p_n\int_{\overline{T}}\int_{\overline{B}}w_n(\overline{t}_n,\overline{\beta}^{(n)})N(\overline{U},\overline{U}_n(\overline{t}_n,\overline{\beta}^{(n)}),N_0)d\overline{t}_n d\overline{\beta}. \quad (7)$$

Due to the fact that the instantaneous values of a narrow-band random signal are described by a poly-Gaussian model, as shown in [10], the envelope value of this signal is distributed according to the poly-Rice law. Then, for signals and interference of the form (1) and (2) with arbitrary given probability densities $w_i(a_i)$ and $w_m(b_m)$ of random multipliers a_i and b_m of complex envelopes of amplitudes of useful signals and CIN and with an initial phases φ_i and φ_m, respectively, distributed uniformly in the interval $(0,\pi)$, against the background of noise with a uniform spectral power density, the amplitude fluctuations of the pulses of the signals and HIP, at the output of the linear detector are represented by the poly-Rice densities of dimensionless coefficients a_i and b_m:

$$w_i(a_i)=\sum_{n_i=1}^{N_i}q_{n_i}\frac{a_i}{\sigma_i^2}\exp\left\{-\frac{a_i^2+m_{n_i}^2}{2\sigma_i^2}\right\}I_0\left\{\frac{m_{ni}a_j}{\sigma_i^2}\right\};\quad i=\overline{1,J}; \quad (8)$$

$$w_m(b_m)=\sum_{n_m=1}^{N_m}q_{n_m}\frac{b_m}{\sigma_m^2}\exp\left\{-\frac{b_m^2+m_{nm}^2}{2\sigma_m^2}\right\}I_0\left\{\frac{m_{n_m}b_m}{\sigma_m^2}\right\},\quad m=\overline{1,M}, \quad (9)$$

where σ_i^2 and σ_m^2 – dispersion of signal amplitudes and interference; N_i, q_{n_m} and N_m, q_{n_m} are the number and probabilities of the Rice components of the i-th signal and interference from the m-th CIN stream; m_{n_i} and m_{n_m} are the parameters of the Rice probability densities of the i-th signal and interference from the m-th CIN stream; $I_0\{\cdot\}$ – a modified Bessel function of the first kind of zero order of an imaginary argument.

To calculate probability densities of the form (5), we use the technique developed by Professor Ya. D. Shirman [8] and developed for signal processing algorithms based on the use of poly-Gaussian models in [9]. This technique is based on a composition of the distribution laws and is associated with a recursive calculation of the probability densities of noise and *m-th* interfering pulses:

$$w^{mш}(\overline{U})=w^m(\overline{U})=\int_0^{2\pi}w(\varphi_m)d\varphi_m\int_0^{\infty}w(b_m)w^{m-1}\times$$
$$\times[\overline{U}_m\cos\varphi_m+\overline{U}_{m\perp}\sin\varphi_m)]db_m. \quad (10)$$

Taking into account the Poly-Rayleigh distribution of the b_m random amplitude factor of the equiprobable distribution of the initial phases, expression (8) is transformed to:

$$w^m(\overline{U})=\frac{1}{2\pi}\sum_{n_{nm}}^{N_{nm}}q_{n_{nm}}\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty}\frac{b_m}{\sigma_{n_{nm}}^2}\times$$
$$\times\exp(-\frac{b_m^{\,2}}{2\sigma_{n_{nm}}^2})\,w^{m-1}[\overline{U}-b_m(\overline{U}_m\cos\varphi_m+\overline{U}_{m\perp}\sin\varphi_m)]d\phi_m db_m \quad (11)$$

Thus, a recurrence calculation of densities of the form (11) of the input implementation vector is carried out, provided that the observed oscillation contains one CIN pulse, two CIN pulses, …, m pulses. The structure of the final expressions for the probability densities of the input voltage vector $w^m(\overline{U})$ of the receiver remains unchanged and each time (at each recursion) depends on the value of the probability density calculated in the previous step.

In accordance with the methodology for the synthesis of decisive statistics, having performed the transformations associated with the replacement of variables by moving to Cartesian coordinates, we write the recurrence expression for the density (11):

$$w^m(\overline{U})=\sum_{n_{nm}}^{N_{nm}}q_{n_{nm}}w^{m-1}(\overline{U})\frac{N_0}{2\overline{U}_{n_m}\overline{r}_{n_{nm}}^m\sigma_{n_{nm}}^2+N_0}\times$$
$$\times\exp[\frac{2\sigma_{n_{nm}}^2}{N_0}\frac{(\overline{U}\overline{r}_{n_{nm}}^m)^2+(\overline{U}\overline{r}_{n_{nm}}^m)^2}{2\overline{U}_{n_m}\overline{r}_{n_{nm_\perp}}^m\sigma_{n_{nm}}^2}], \quad (12)$$

where $\overline{r}_{n_{nm}}^m$ and $\overline{r}_{n_{nm_\perp}}^m$ – basic decision functions containing decision functions; $\overline{r}_{n_{nk}}^k$ – obtained by recursive calculations at the previous stages and corresponding to interference-superposition combinations that are calculated for each n component of the initial distribution (8) are nonrandom reference voltage functions and determine the decisive correlation processing function $\overline{R}_n^m=\overline{r}_n^m+j\overline{r}_{n_\perp}^m$:

$$\overline{r}_{n_{nm}}^m=\overline{U}_{n_m}-2\sigma_{n_{nk}}^2\sum_{k=1}^{m-1}\frac{\overline{r}_{n_{nk}}^k(\overline{U}_{n_m}\overline{r}_{n_{nk}}^k)+\overline{r}_{n_nk_1}^k(\overline{U}_{n_m\perp}\overline{r}_{n_nk\perp}^k)}{2\overline{U}_{n_k}\overline{r}_{n_{nk}}^k\sigma_{n_{nk}}^2+N_0};$$
$$\overline{r}_{n_{nm\perp}}^m=\overline{U}_{n_{m\perp}}-2\sigma_{n_{nk}}^2\sum_{k=1}^{m-1}\frac{\overline{r}_{n_{nk}}^k(\overline{u}_{n_{m\perp}}\overline{r}_{n_{nk}}^k)+\overline{r}_{n_{nk\perp}}^k(\overline{U}_{n_{m\perp}}\overline{r}_{n_nk_1}^k)}{2\overline{U}_{n_k}\overline{r}_{n_{nk}}^k\sigma_{n_{nk}}^2+N_0} \quad (13)$$

Just as the equiprobability of the initial phase of the carrier oscillation of the initial radio pulse is characteristic of its Rayleigh components, randomness and probability density of the moment of arrival of the radio signals are transferred to them from the original signal. Therefore, an arbitrarily fluctuating radio pulse with a random arrival time is represented as a mixture of Rice-Rayleigh radio pulses with equally probable initial phases and with the same distribution of arrival times.

Considering the realization of CIN pulses to be the average values of the corresponding Gaussian processes, taking into account (6) and (7), we write down the density corresponding to the superposition of *n*-pulses from *m*-HIP flows:

$$w^{n}_{n_m}(\bar{U}) = \sum_{n=0}^{N} p_n \sum_{m_1=0}^{M} \dots \sum_{m_n=0}^{M} p_{m_1 \dots m_n} \sum_{n_{n_n}=1}^{N_{n_n}} q_{n_{n_n}} \int_{-T_{m_1}}^{T_m} \dots \int_{-T_{m_n}}^{T_m} w^{n-1}(\bar{U}) \times$$

$$\times \exp\left[\frac{2\sigma^2_{n_{n_n}}}{N_0} \frac{[\bar{U}(t_{m_n})\bar{r}^2_{n_{n_n}}]^2 + [\bar{U}(t_{m_n})\bar{r}^2_{n_{n_n\perp}}]^2}{2(\bar{U}_{n_n}\bar{r}^2_{n_{n_n}})\sigma^2_{n_{n_n}}}\right] w_{m_1 \dots m_n}(t_{m_1}, \dots, t_{m_n}) dt_{m_1} \dots dt_{m_n} \quad . \quad (14)$$

Similar reasoning is valid for the case of superposition γ_i of signals $\bar{S}_i(\vec{\alpha}), i = \overline{1,J}$ in the considered interference complex and leads to the expression for the density corresponding to the complex of signals, CIN and noise to the following form:

$$w^{n+\gamma}_{\text{сло}}(\bar{U}) = \sum_{n=0}^{N} p_n \sum_{m_1=0}^{M} \dots \sum_{m_n=0}^{M} p_{m_1 \dots m_n} \sum_{n_{i_\gamma}}^{N_{i_\gamma}} q_{n_{i_\gamma}} \int_{-T_{m_1}}^{T_m} \dots \int_{-T_{m_n}}^{T_m} \int_{-T_{i_1}}^{T_m} \dots \int_{-T_{i_\gamma}}^{T_m} w^{\gamma-1}(\bar{U}) \times$$

$$\times \frac{N_0}{2(\bar{S}_{i_\gamma}\bar{r}^{n+\gamma}_{n_{i_\gamma}})\sigma^2_{n_{i_\gamma}} + N_0} \exp\left[\frac{2\sigma^2_{n_{i_\gamma}}\left[\bar{U}(t_i, \dots, t_{i_\gamma})\bar{r}^{n+\gamma}_{n_{i_\gamma}}\right]^2}{2(\bar{S}_{i\hat{\alpha}}\bar{r}^{n+\gamma}_{ni\gamma})\sigma^2_{n_{i_\gamma}}}\right] \times \quad . \quad (15)$$

$$\times w_{m_1 \dots m_n}(t_{m_1}, \dots, t_{m_n}) w_{i \dots i_\gamma}(t_{i_1}, \dots, t_{i_\gamma}) dt_{m_1} \dots dt_{m_n} dt_{i_1} \dots dt_{i_\gamma}$$

Synthesis of a poly-Gaussian algorithm for resolving quasi-deterministic signals against the background of HIP and noise

Based on the method of poly-Gaussian synthesis of reception algorithms [10, 11] and passing to the expressions of poly-Gaussian likelihood ratios, we obtain that in the case of applying one useful signal in the HIP complex, we have the following expression structure:

$$\ell^{n+1}(\bar{U}) = \sum_{n_{i_1}=1}^{N_{i_1}} q_{n_{i_1}} \int_{-T_{i_1}}^{T_m} \frac{N_0}{2(\bar{S}_{i_1}\bar{r}^{n+1}_{n_{i_1}})\sigma^2_{n_{i_1}} + N_0} \exp \times$$

$$\times \left[\frac{2\sigma^2_{n_{i_1}}\left(\bar{U}(t_{i_1})\bar{r}^{n+1}_{n_{i_1}}\right)^2 + \left(\bar{U}(t_{i_1})\bar{r}^{n+1}_{n_{i_1}\perp}\right)^2}{N_0 \quad 2(\bar{S}_{i_1}\bar{r}^{n+1}_{n_{i_1}})\sigma^2_{n_{i_1}}}\right] \times w_{i_1}(t_{i_1}) dt_{i_1} . \quad (16)$$

Provided that two useful signals with random moments of arrival overlap the observation interval, the likelihood ratio expression initially takes the form:

$$\ell^{n+2}(\bar{U}) = \sum_{n_{i_2}=1}^{N_{i_2}} q_{n_{i_2}} \int_{-T_{i_2}}^{T_m} \int_{-T_{i_1}}^{T_m} \int_{\varphi_{i_2}} \int_{a_{i_2}} w(t_{i_2}, \varphi_{i_2}, a_{i_2}) \times$$

$$\times \frac{w^{n+2}\left[\bar{U} - a_{i_2}(\bar{S}_{i_2}\cos\varphi_{i_2} + \bar{S}_{i_2\perp}\sin\varphi_{i_2})\right]}{w^{n}(\bar{U})} dt_{i_2} dt_{i_1} d\varphi_{i_2} da_{i_2} . \quad (17)$$

where $w^{n+2}(\bullet)$ decomposes recursively into expressions, one of which will be $w^{n+1}(\bar{U})$, the structure of which is obvious from expression (16) and from which, in its turn, a member $w^{n}(\bar{U})$ is distinguished.

Therefore, the expression for the following hypothesis takes the form:

$$l^{n+2}(\bar{U}) = \sum_{n_{i_1}=1}^{N_{i_1}} \sum_{n_{i_2}=1}^{N_{i_2}} q_{n_{i_1}} q_{n_{i_2}} \int_{-T_{i_1}}^{T_m} \int_{-T_{i_2}}^{T_m} \frac{N_0}{2(\bar{S}_{i_1}\bar{r}^{n+1}_{n_{i_1}})\sigma^2_{n_{i_1}} + N_0} \exp\left[\frac{2\sigma^2_{n_{i_1}}}{N_0}\right] \times$$

$$\times \frac{[\bar{u}(t_{i_1})r^{-n+1}_{n_{i_1}}]^2 + [\bar{u}(t_{i_2})r^{-n+2}_{n_{i_2\perp}}]^2}{2(\bar{S}_{i_1}\bar{r}^{n+2}_{n_{i_1}})\sigma^2_{n_{i_1}}} \cdot \frac{N_0}{2(\bar{S}_{i_2}\bar{r}^{n+2}_{n_{i_2}})\sigma^2_{n_{i_2}} + N_0} \exp\left[\frac{2\sigma^2_{n_{i_2}}}{N_0}\right] \times \quad (18)$$

$$\times \frac{[\bar{u}(t_{i_2})r^{-n+2}_{n_{i_2}}]^2 + [\bar{u}(t_{i_2})r^{-n+2}_{n_{i_2\perp}}]^2}{2(\bar{S}_{i_2}\bar{r}^{n+2}_{n_{21}})\sigma^2_{n_{i_2}}} w_{i_1} w_{i_2}(t_{i_1}, t_{i_{12}}) dt_{i_1} dt_{i_2} .$$

Thus, taking into account the "nesting" of densities of the form (12), the likelihood ratio for an arbitrary case of overlapping a random number γ_i of useful signals $\bar{S}_i$; $i = \overline{1,J}$ with a complex of CIN and noise can be written in the following constructive form:

$$l^{n+\gamma}(\bar{u}) = \sum_{n_{i_1}=1}^{N_{i_1}} \dots \sum_{n_{i_\gamma}=1}^{N_{i_\gamma}} q_{ni_1} \dots q_{ni_\gamma} \int_{-T_{ni_1}}^{Tn} \dots \int_{-T_{ni_\gamma}}^{Tn} \prod_{k=1}^{\gamma} \frac{N_0}{2(\bar{S}_{i_k}\bar{r}^{n+k}_{n_{i_k}})\sigma^2_{n_{i_k}} + N_0} \times$$

$$\times \exp\left[\frac{2\sigma^2_{n_{i_k}}}{N_0} \frac{[\bar{u}(t_{i_1}, \dots, t_{i_\gamma})r^{-n+k}_{n_{i_k}}]^2 + [\bar{u}(t_{i_1}, \dots, t_{i_\gamma})r^{-n+k}_{n_{i_k\perp}}]^2}{2(\bar{S}_{i_k}\bar{r}^{n+k}_{n_{i_k}})\sigma^2_{n_{i_k}} + N_0}\right] \times \quad (19)$$

$$\times w_{i_1, \dots, i_k}(t_i, \dots, t_{ik}) \times dt_i \dots dt_{ik},$$

where under the sign $\prod_{k=1}^{\gamma}$ of the product are the Rayleigh likelihood relationships, the indexing of the variables in which takes into account the belonging to the component number in the corresponding Rayleigh representation of the signal, to the type of signal, as well as the number of valid useful signals.

If we consider the structure of the Rayleigh likelihood ratio, then it is easy to notice that $2\bar{S}_{i_k}\bar{r}^{n+k}_{n_{i_k}}\sigma^2_{n_{i_k}}$ is an energy of the *n*-th component of the i_k signal, taking into account the fact of interaction with a random number $(n+k)$ of interference and signals, we denote it as $\Im^{m+k}_{n_{i_k}}$, and the term

$$([\bar{u}(t_{i_1}, \dots, t_{i_k})\bar{r}^{n+k}_{n_{i_k}}]^2 + [\bar{u}(t_{i_1}, \dots, t_{i_k})\bar{r}^{n+k}_{n_{i_k\perp}}]^2)$$

is the modular value of the correlation integral, which we denote as $Z^{n+k}_{n_{i_k}}(\bar{U})$. Given the accepted notation, we obtain:

$$l^{n+\gamma}(\bar{u}) = \sum_{n_{i_1}=1}^{N_{i_1}} \dots \sum_{n_{i_\gamma}=1}^{N_{i_\gamma}} q_{ni_1} \dots q_{ni_\gamma} \int_{-T_{ni_1}}^{Tn} \dots \int_{-T_{ni_\gamma}}^{Tn} \prod_{k=1}^{\gamma} \frac{N_0}{\Im^{n+k}_{n_{i_k}}(t_{i_1}, \dots, t_{i_k}) + N_0} \times \quad (20)$$

$$\times \exp\left[\frac{2\sigma^2_{n_{i_k}}}{N_0} \frac{Z[\bar{u}(t_{i_1}, \dots, t_{i_k})}{\Im^{n+k}_{n_{i_k}}(t_{i_1}, \dots, t_{i_k}) + N_0}\right] w_{i_1, \dots, i_k}(t_i, \dots, t_{ik}) dt_i \dots dt_{ik} .$$

The resulting expression reflects many complex hypotheses about the interference of noise, *n* CIN pulses and γ signals, and averages the exponentially transformed squares of the modules of correlation integrals corresponding to simple hypotheses over the time of arrival of the signals.

The structure of expression (20) completely determines the multi-level hierarchical structure of the poly-Gaussian algorithm for resolving quasi-determined signals against the background of pulsed interference and noise. In the structure of the algorithm, many parallel branches are formed, in each of which the partial

functionals of the Rice-Rayleigh likelihood relations are calculated. Each branch is formed by a direct product of the corresponding Rayleigh likelihood relations, and on each tier, depending on the number of superimposed signals, their weighted summation is carried out.

Figure 1 shows the structural diagram of a device that implements the obtained algorithm for resolving multi-element signals in the HIP complex. The device contains a set of parallel channels $(1_1 - 1_H)$ for processing signals and interference. Each of the signal processing channels contains a polycorrelation signal processing unit 4 and summation blocks $(5_0 - 5_L)$, where signals are generated that are proportional to the linear combination of particular likelihood ratio functionals for all signal-noise components. The number of signal processing channels is equal to the specified number of superimposed combinations of allowed signals.

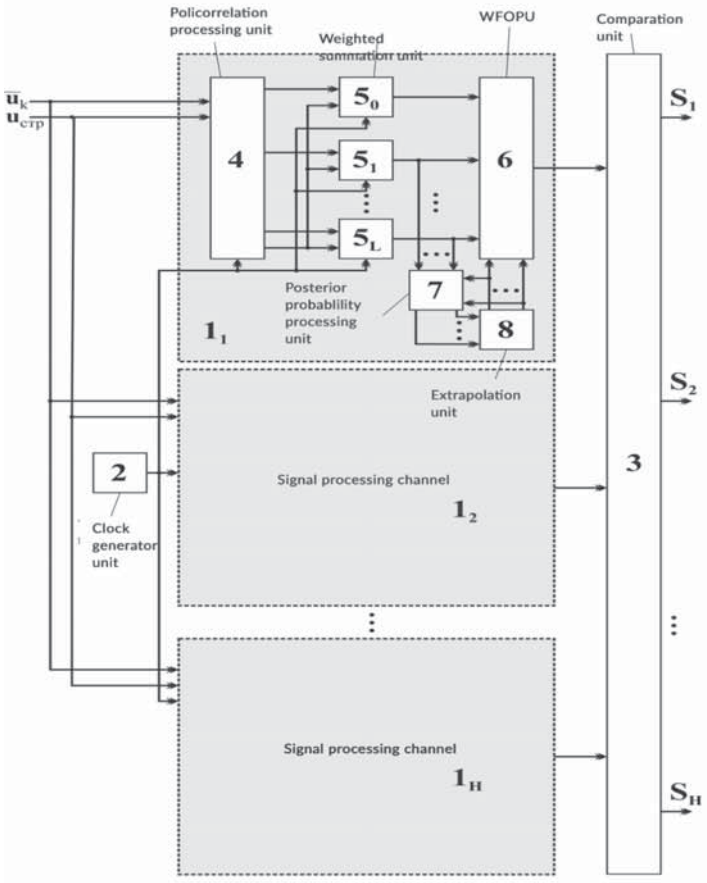

Fig. 1. Block diagram of an adaptive resolution device MS-PG multi-element signals

In each processing channel, there is a block 6 for calculating the final likelihood ratio functional of the current combination of overlapping resolved signals. The signal inputs of this block are connected to the corresponding signal outputs of the summing blocks $(5_0 - 5_L)$, the output signals of which are connected to the inputs of block 7 for calculating the posterior probabilities of the combinations of numbers of the Gaussian components of the allowed signals.

In the general case, the number of possible hypotheses calculated during the operation of the algorithm is determined as

$$H = \frac{(J+R)\,!}{J!R!} \qquad (21)$$

where R – a maximum number of signals simultaneously present in the input oscillation.

Conclusion

It is known that the optimal receiver exists strictly within the framework of the problem in which it is synthesized. Since a comprehensive description of real signal-noise situations is extremely difficult, and the selected quality criterion brings errors in one way or another, the question of the synthesis of quasi-optimal reception algorithms becomes relevant.

It is important that the class of poly-Gaussian algorithms allows controlling the proximity of the synthesized algorithm to the optimal solution by optimizing the number of hypotheses taken into account and, when using the poly-Gaussian representation of signals and noise, use no more than 3-4 components of the probability decomposition. Indeed, the most complex hypotheses are the least likely and reflect the unlikely fact of multiple superposition of signals and impulse noise.

Many radio links are characterized by a significant excess of the average power of the interfering pulse over the noise spectral density. Therefore, with powerful CIN pulses with arbitrary durations, the algorithm, using the replacement of complex hypotheses about applying CIN with the most plausible hypotheses, is quasioptimal. If the CIN pulses do not exceed the noise level, then it is advisable to abandon the distinction of the moment of arrival of CIN, considering only two hypotheses – the imposition and absence of CIN.

Thus, the arbitrary probability distributions of the parameters of radio pulses that actually exist in the radio links of mobile communication systems allow uniform representations (in the sense of mixtures of probability distributions) and require the fulfillment of two conditions: physical realizability and statistical stability.

References

1. Sosulin Y. (1978), *The theory of detection and estimation of stochastic signals.* Moscow. 320 p.

2. Faizullin R.R. and etc. (2018), "Performance Analysis of the EM Algorithm in Conjunction with Algorithms for Determining an Optimal Number of Clusters and Their Centroids, Which Allows Estimating Parameters of Non-Gaussian Interference in Mobile Communication Systems", *Russ. Aeronaut.*, No. 3, pp. 487-494.

3. Lerner I.M., Faizullin R.R., Yaushev S.T. (2019), *About increasing the throughput of wireless communication systems with PSK-n-signals in communication channels with intersymbol distortions. Bulletin of KSTU named after A.N. Tupolev*. No. 4, pp. 159-168.

4. Lerner I. M. and Il'in G. I. (2017), "Possibility of increasing the data transmission rate in the presence of destabilizing factors in communication systems using symbols with mutual interference", *Physics of Wave Processes and Radio Engineering Systems*, No. 4. pp. 24-34.

5. Lerner I.M., Il'in G.I., Khayrullin M.I. (2016), "To a question of complex noises and interference generating" *Physics of Wave Processes and Radio Engineering Systems*. No. 2, pp. 23-26.

6. Lerner I.M. (2019). Influence of the shape of the amplitude-frequency response on the capacity of communication channel with memory using APSK-N signals, which implements the theory of resolution time. *T-Comm*. Vol. 13. No. 10, pp. 45-59.

7. Chabdarov Sh.M. (1974) *Optimal receiving for arbitrary fluctuations of impulse noise and signals. Radiotekhnika i elektronika,* No. 5, pp. 1082-1086.

8. Shirman YA.(1974) *Signal Resolution and Compression*. Moscow. 360 p.

9. Chabdarov Sh.M. (1979), Polygaussian receivers of arbitrarily fluctuating signals and interference, Radio Engineering and Electronic Physics. No. 9, pp. 32-38.

10. Chabdarov Sh.M., Faizullin R.R., Nadeev A.F. (2014), Post-correlation probabilistic models in the problem of signal discrimination for modern information and communication systems, *Russ. Aeronaut.* Vol. 52. No. 2, pp. 175-180.

11. Chabdarov Sh.M., Trofimov A.T. (1975), Polygaussian representations of arbitrary interference and reception of discrete signals. *Radiotekhnika i elektronika.* Vol. 4. No. 20, pp. 734-735.

КВАЗИДЕТЕРМИНИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ РАЗРЕШЕНИЯ ПРОИЗВОЛЬНО ФЛУКТУИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ И ХАОТИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ

Яушев Сергей Тимурович, *Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ, Казань, Россия,* ***yaushev.st@mail.ru***

Файзуллин Рашид Робертович, *Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ, Казань, Россия,* ***rrfayzullin@kai.ru***

Лернер Илья Михайлович, *Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ, Казань, Россия,* ***aviap@mail.ru***

Аннотация

Описанная методика позволяет синтезировать структурные схемы оптимальных и квазиоптимальных устройств обработки случайных групп сигналов с произвольно задаваемыми распределениями, а получаемые квазиканонические (унифицированные) структуры алгоритмов и устройств удобны как для практической реализации, так и для перехода к адаптивным процедурам, когда количество, вектора средних значений, ковариационные матрицы и вероятности компонент распределения полезных и мешающих импульсов оцениваются в процессе работы и используются для перестройки решающей схемы приемника обработки сигналов в сложных помеховых комплексах.

Ключевые слова: *квазидетерминированный алгорим разрешения, негауссовские сигналы, хаотические импульсные помехи.*

Литература

1. *Сосулин Ю.* Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов, 1978, Вып. М.: Сов. радио. 320 с.
2. *Faizullin R.R.* и др. Performance Analysis of the EM Algorithm in Conjunction with Algorithms for Determining an Optimal Number of Clusters and Their Centroids, Which Allows Estimating Parameters of Non-Gaussian Interference in Mobile Communication Systems // Russ. Aeronaut. 2018. Т. 61. № 3, pp. 487-494.
3. *Лернер И.М., Файзуллин Р.Р., Яушев С.Т.* О повышении пропускной способности беспроводных систем связи с ФМн-n- сигналами в каналах связи с межсимвольными искажениями // Вестник КГТУ. 2019, № 3. С.159-168.
4. *Лернер И.М., Ильин Г.И.* Об одной возможности увеличения скорости передачи при наличии дестабилизирующих факторов в системах связи, использующих взаимную интерференцию символов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2017. №4. С. 24-34.
5. *Лернер И.М., Ильин Г.И., Хайруллин М.И.* К вопросу формирования шумов и помех в комплексном виде // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2016. №2. С. 23-26.
6. *Лернер И.М.* К вопросу оптимизации амплитудно-частотных характеристик каналов связи с ФМн-n-сигналами, построенных на основе теории разрешающего времени // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №9. С. 36-49.
7. *Чабдаров Ш.М.* Оптимальный прием при произвольных флуктуациях импульсных помех и сигналов // Радиотехника и электроника. 1979. Т.24. №5. С. 1082-1086.
8. *Ширман Я.* Разрешение и сжатие сигналов. 1974. М.: Сов. радио. 360 с.
9. *Чабдаров Ш.М.* Полигауссовы приемники произвольно флуктуирующих сигналов и помех // Радиоэлектроника. Т.20. №9. С. 32-38.
10. *Chabdarov S.M., Faizullin R.R., Nadeev A.F.* Post-correlation probabilistic models in the problem of signal discrimination for modern information and communication systems // Russ. Aeronaut. 2014. Т. 52. № 2. С. 175-180.
11. *Чабдаров Ш.М., Трофимов А.Т.* Полигауссовы представления произвольных помех и прием дискретных сигналов // Радиотехника и электроника, 1975. Т. 4. № 20. С. 734-735.

Информация об авторах:

Яушев Сергей Тимурович, *аспирант кафедры НТвЭ, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ, Казань, Россия*

Файзуллин Рашид Робертович, *д.т.н., зав. кафедрой НТвЭ, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева - КАИ, Казань, Россия*

Лернер Илья Михайлович, *к.ф.-м.н., доцент кафедры НТвЭ, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева - КАИ, Казань, Россия*

TECHNIQUE FOR INCREASING THE ANTENNA GAIN-TO-NOISE-TEMPERATURE OF SATELLITE COMMUNICATIONS EARTH STATIONS WITH AXISYMMETRIC REFLECTORS

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-2-45-51

Pavel A. Titovets,
Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,
paveltitovec@mail.ru

Keywords: *satellite communication, earth station; axisymmetric reflector antennas; antenna gain-to-noise-temperature, signal-to-noise ratio enhancement technique.*

Satellite communications for many sparsely populated, inaccessible and remote areas, especially the Arctic regions and the Far North is the main form of communication. When organizing communication, it is required to receive signals with the highest possible signal-to-noise ratio. In satellite earth stations, axisymmetric reflector antennas are mainly used. In these areas, the angle of the antennas to the horizon does not exceed 20 degrees. There are problems in receiving signals at angles of inclination of axisymmetric reflector antennas to the horizon, not exceeding 20 degrees, by satellite earth stations. These problems are related to the signal-to-noise ratio at the output of the antennas. At such angles of inclination of the reflector antennas to the horizon, thermal radio emission from the Earth's surface has a significant negative effect on the received signals. This radio emission increases the noise level and reduces the signal-to-noise ratio at the output of the antenna. To reduce thermal radio emission received by reflector antennas from the Earth's surface and increase the signal-to-noise ratio at the output of the antennas, a technique has been developed to increase the antenna gain-to-noise-temperature. This technique consists of three independent methods for increasing the antenna gain-to-noise-temperature, which can be used separately. For the convenience of choosing from existing methods for increasing the antenna gain-to-noise-temperature, the methodology takes into account the features of applicability of these methods for specific antennas. The developed method for calculating antenna gain-to-noise-temperature is described, which allows one to theoretically evaluate changes in antenna gain-to-noise-temperature due to open screens on the reflector and counter-reflector, as well as through the use of antenna feeds with an asymmetric radiation pattern.

Information about author:
Pavel Alexandrovich Titovets*, leading engineer of the research department Moscow Technical University of Communications and Informatics Moscow, Russia*

Для цитирования:
Титовец П.А. Методика повышения шумовой добротности осесимметричных зеркальных антенн земных станций спутниковой связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №2. С. 45-51.

For citation:
Titovets P.A. (2020) Technique for increasing the antenna gain-to-noise-temperature of satellite communications earth stations with axisymmetric reflectors. *T-Comm*, vol. 14, no.2, pp. 45-51. (*in Russian*)

Introduction

There are situations when, when receiving signals from satellite transponders of satellite communication systems located in a geostationary orbit, the signal-to-noise ratio (SNR) is not enough to demodulate signals with minimal requirements. There are also situations when the SNR of signals provides a minimum information transfer rate, and to increase the information transfer rate, an increase in the SNR at the antenna output is required. In these situations, it is necessary to modernize the receiving path with axisymmetric reflector antennas.

Reception of signals from satellite transponders located in a geostationary orbit is carried out mainly on axisymmetric reflector antennas of satellite communications earth stations. These antennas should receive signals with the highest possible SNR. For this, an antenna reflector with a diameter of 2 meters with a horn feed or a feed in the form of the open end of a circular waveguide is used. Such antennas are mainly constructed according to the axisymmetric single-reflector scheme or the axisymmetric two-reflector Cassegrain scheme. They include a reflector and a counter-reflector with an antenna feed, a waveguide path and a low-noise amplifier-converter, and a slewing ring [1].

A characteristic that determines the SNR of signals at the antenna input at various angles of its inclination to the horizon is the antenna gain-to-noise-temperature $\left(\frac{G}{T}\right)$ [2]. One of the options for increasing SNR at the output of reflector antennas is the use of methods to increase the antenna gain-to-noise-temperature [3; 4; 5]. Each method has features of application and use. In this article, the developed methods are combined into one technique that can be used for any axisymmetric reflector antenna of a satellite communications earth station.

The technique of increasing the antenna gain-to-noise-temperature with axisymmetric reflector.

The technique consists of the following sequence of actions:

1. The following are determined from the technical documentation of the antenna: construction scheme, basic geometric parameters, attenuation or composition and lengths of the elements of the waveguide path and the range of received frequencies. The main geometric parameters of the antenna: reflector diameter (D_R); diameter of the counter-reflector (D_C); reflector opening angle $(2\psi_0)$; counter-reflector opening angle $(2\varphi_0)$; the maximum and minimum angles of inclination of the antenna to the horizon (α_{max} and α_{min}) at which signals can be received at the installation site of the reflector antenna.
2. The value of the antenna gain-to-noise-temperature is measured. If these measurements are not possible, the SNR values of the signals periodically transmitted with a constant level are measured (the signals of the radio beacons of satellite transmitters can be used as such signals).
3. The organizational and technical capabilities of installing screens on a single-reflector reflector or a two-reflector antenna counter-reflector are determined, depending on its layout. If it is possible to install a screen on a single-reflector antenna, points 8-15 of this methodology are not fulfilled; on a two-reflector antenna, points 4-7 and 12-15 of this methodology are not fulfilled. If it is not possible to install screens, paragraphs 4-11 of this procedure are not performed.
4. The theoretical dependence of increasing the antenna gain-to-noise-temperature $\left(\frac{G}{T}(\alpha,\beta_R,F_{AF}(\psi))-\frac{G}{T}(\alpha,0,F_{AF}(\psi))\right)$ on the angle of reflector shielding is determined (β_R).
5. The value of the screening angle of the reflector is determined from the obtained dependence in paragraph 4 by the criterion of maximum expression (1).
6. The geometric parameters of the screen are determined (Figure 3) at the value of the reflector screen angle defined in paragraph 5: screen depth (R_R), expression (16); screen opening angle (τ); perimeter length (L_P), expression (17). From the dependence of the screen depth on the solution angle $[R_R(\tau)]$, expression (16), the value of the solution angle is determined at which the screen depth is minimal. The angle of the screen determines the shape of the screen if $\tau=0$ the screen has a cylindrical shape, and if it $\tau>0$ is conical.
7. An open screen is made (based on the parameters calculated in paragraph 6 of this method) and is installed along the lower edge of the reflector.
8. The theoretical dependence of increasing the antenna gain-to-noise-temperature $\left(\frac{G}{T}(\alpha,\beta_C,0,F_{AF}(\theta))-\frac{G}{T}(\alpha,0,0,F_{AF}(\theta))\right)$ on the screen angle of the counter-reflector (β_C) is determined.
9. From the obtained dependence in paragraph 8, the value of the screening angle of the counter-reflector is determined by the criterion of maximum expression (2).
10. The geometric parameters of an unclosed screen are determined based on the value β_C (Figure 4): screen depth (R_C), expression (18); perimeter lengths (L_C), expression (19). The angle of the conical surface of the screen is equal to half the opening angle of the reflector. At this angle of the solution, the conical surface of the screen provides the maximum screening angle of the counter-reflector.
11. An open conical screen is made (based on the parameters calculated in paragraph 10 of this method) and installed on the bottom of the counter-reflector (Figure 4).
12. An antenna feed is selected that provides an asymmetric radiation pattern and an increase in the antenna gain-to-noise-temperature according to the criterion of the maximum of expressions (1) or (2) depending on its construction scheme. When choosing an antenna feed, the shape of the radiation pattern must be taken into account. If it is impossible to replace the standard antenna feed, it is necessary to change the geometric shape of the feed. Computer simulation tools such as ANSYS HFSS, CST STUDIO SUITE Antenna Magus or the like are used to determine the geometric shape of the antenna feed, which provides an increase in the antenna gain-to-noise-temperature.
13. The theoretical value of increasing the antenna gain-to-noise-temperature is determined using an antenna feed with an asymmetric radiation pattern $(F_{AAF}(\psi))$ and a standard antenna feed $(F_{AF}(\psi))$. The calculation $\frac{G}{T}(\alpha,0,F_{AAF}(\psi))$ and $\frac{G}{T}(\alpha,0,F_{AF}(\psi))$ is made from expressions (1-15) taking into account the asymmetry $F_{AAF}(\psi)$, while the angles, $\beta_R=0$ $\beta_C=0$. If the radiation

pattern of the antenna feed is not known, then it is determined from expression (8).

14. An antenna feed with an asymmetric radiation pattern is selected that provides the maximum value of the theoretical increase in the antenna gain-to-noise-temperature.

15. The regular antenna feed is replaced with an antenna feed with an asymmetric radiation pattern (or the geometric shape of the standard antenna antenna feed is changing).

16. The measurement is carried out at the same value as in paragraph 2 of this methodology.

17. The value of increasing the antenna gain-to-noise-temperature is determined (as the difference in the values of the antenna gain-to-noise-temperature or SNR signals measured in paragraphs 7 and 2).

Method for calculating the antenna gain-to-noise-temperature

A method has been developed for calculating the antenna gain-to-noise-temperature taking into account the effect of screens on the reflector and counter-reflector. Using this method, one can determine the change in the gain to the noise temperature of reflector antennas depending on the shape of the asymmetric radiation pattern of the antenna feed.

Expressions for calculating the antenna gain-to-noise-temperature of a single-reflector antenna

$$\frac{G}{T}\left(\alpha,\beta_R,F_{AF}(\psi)\right)=10\lg\left(\frac{\pi^2\eta_W\eta_S\eta_R\nu D_R^{\,2}}{\lambda^2 T_{SRA}\left(\alpha,\beta_R,F_{AF}(\psi)\right)}\right), \quad (1)$$

and two-reflector antennas

$$\frac{G}{T}\left(\alpha,\beta_C,F_{AF}(\theta)\right)=10\lg\left(\frac{\pi^2\eta_W\eta_S(\beta_C)\eta_R\eta_C\nu D_R^{\,2}}{\lambda^2 T\left(\alpha,\beta_C,F_{AF}(\theta)\right)}\right), \quad (2)$$

where $\eta_S(\beta_C)$; η_R; η_C; η_W is the power transmission coefficients of the signal, taking into account the shadowing of the reflector by the antenna design elements, from the antenna feed for a single-reflector or antenna feed and the counter-reflector for a two-reflector antenna to the reflector, from the antenna feed to the counter-reflector of the antenna, waveguide, respectively; ν – coefficient of use of the reflector surface; λ – wavelength; $T_{SRA}\left(\alpha,\beta_R,F_{FA}(\psi)\right)$ – noise temperature of a single-reflector antenna; $T_{TRA}\left(\alpha,\beta_C,F_{FA}(\theta)\right)$ – noise temperature of a single-reflector antenna.

The power transmission coefficient taking into account the shadowing by the reflector design elements is determined from the expression

$$\eta_S(\beta_C)=1-\left(\frac{\left(S_S+S_{SC}(\beta_C)\right)}{S_R\nu}\right), \quad (3)$$

where S_S is the area of shading of the reflector by the elements of the antenna structures; $S_R=0,25\pi D_R^{\,2}$ – reflector area; $S_{SC}(\beta_C)$ – the area of shading of the reflector aperture with an open screen is determined by the expression:

$$S_{SC}(\beta_C)=\left[\frac{\sin(\beta_C)\sin(\psi_0)}{2\sin(\varphi_0)\sin(\beta_C+\varphi_0+\psi_0)}+1\right]\times$$
$$\times\frac{D_C^{\,2}\sin(\beta_C)\sin(\psi_0)\arccos\left(\mathrm{ctg}(\varphi_0)\,\mathrm{tg}(\alpha_{\min})\right)}{2\sin(\varphi_0)\sin(\beta_C+\varphi_0+\psi_0)}$$

For single-reflector antennas $S_{3K}(\beta_K)=0$.

In figures 1 and 2, the following designations are introduced for single-reflector and two-reflector antennas:

ψ – the angle between the maximum of the bottom of the axisymmetric feed and the direction in which the bottom of the feed is determined from the focus of the reflector;

θ, φ – spherical angular coordinates (zenith and azimuthal angles);

β_R, β_C – the screening angle of the thermal noise of the Earth's antenna feed outside the reflector and the antenna feed outside the counter-reflector;

R – coordinate of the aperture of the reflector.

The power transmission coefficient of the signal from the antenna feed to the reflector is determined by the expression:

$$\eta_R=\frac{\int_0^{\psi_0}\left(F_{AF}(\psi)\right)^2\sin(\psi)d\psi}{2\int_0^{\pi}\left(F_{AF}(\psi)\right)^2\sin(\psi)d\psi}+\frac{\int_0^{-\psi_0}\left(F_{AF}(\psi)\right)^2\sin(\psi)d\psi}{2\int_0^{-\pi}\left(F_{AF}(\psi)\right)^2\sin(\psi)d\psi}, \quad (4)$$

where $F_{AF}(\psi)$ is the radiation pattern of the antenna feed or antenna feed and antenna counter-reflector.

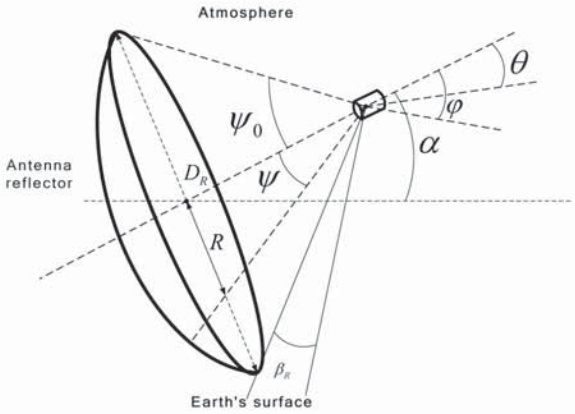

Figure 1. Reporting system of a single-reflector antenna

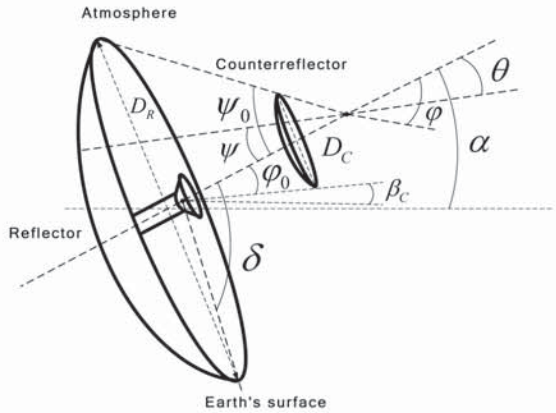

Figure 2. Reporting system of a two-reflector antenna

The power transmission coefficient of the signal from the antenna feed to the counter-reflector is determined by the expression:

$$\eta_C = \frac{\int_0^{\varphi_0} \left(F_{AF}(\theta)\right)^2 \sin(\theta)\,d\theta}{2\int_0^{\pi} \left(F_{AF}(\theta)\right)^2 \sin(\theta)\,d\theta} + \frac{\int_0^{-\varphi_0} \left(F_{AF}(\theta)\right)^2 \sin(\theta)\,d\theta}{2\int_0^{-\pi} \left(F_{AF}(\theta)\right)^2 \sin(\theta)\,d\theta} \quad (5)$$

where $F_{AF}(\theta)$ is the radiation patterns of the two-reflector antenna feed.

The transmission coefficient for the power of the waveguide is given in the technical documentation for the antenna or is determined from the expression

$$\eta_W = 10^{-\frac{\sum_{i=1}^{n} X_i}{10}}, \quad (6)$$

where X_i is the attenuation in the path of the element with index i; n - the number of elements of the waveguide.

The coefficient of use of the surface of the reflector is determined by the expression:

$$\nu = \frac{\left(\int_0^1 F_R(R')R'dR'\right)^2}{\int_0^1 F_R^2(R')R'dR'} + \frac{\left(\int_0^{-1} F_R(R')R'dR'\right)^2}{\int_0^{-1} F_R^2(R')R'dR'}. \quad (7)$$

In expression (7),

$$F_R(R') = \left(1+\cos\left(2\arctan\left(R'\tan\left(\frac{\psi_0}{2}\right)\right)\right)\right)\times$$

$$\times\frac{F_{AF}\left(2\arctan\left(R'\tan\left(\frac{\psi_0}{2}\right)\right)\right)}{2}$$

is the normalized field distribution in the aperture of the reflector, taking into account spatial attenuation on the way from the focus to the reflector; $R' = \frac{2R}{D_P}$ – is the normalized coordinate of the point of the aperture of the reflector.

The radiation pattern of a single-reflector antenna feed is calculated from the expression

$$F_{AF}(\psi) = \frac{1+\cos(\psi)}{4}\times$$

$$\times\left[\frac{2J_1\left(kR_{AF}\sin(\psi)\right)}{kR_{AF}\sin(\psi)} + \frac{8J_2\left(kR_{AF}\sin(\psi)\right)}{\left(kR_{AF}\sin(\psi)\right)^2}\right], \quad (8)$$

where $J_1\left(kR_{AF}\sin(\psi)\right)$, $J_2\left(kR_{AF}\sin(\psi)\right)$ are the Bessel functions of the first and second order; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ is the wave number; R_{AF} is the radius of the antenna feed. To calculate the radiation pattern of the antenna feed of a two-reflector antenna in expression (8), a change is made ψ to θ.

The noise temperature of single-reflector antennas is determined from the expression

$$T_{SRA}\left(\alpha,\beta_R,F_{FA}(\psi)\right) =$$

$$= \left[T_R\left(\alpha,\beta_R,F_{FA}(\psi)\right) + \eta_R T_A(\alpha)\right]\eta_W + \cdot \quad (9)$$

$$+T_0\left(1-\eta_W\right) + T_{LNB}$$

For two-reflector antennas expression

$$T_{TRA}\left(\alpha,\beta_C,F_{FA}(\theta)\right) =$$

$$= \left[T_C\left(\alpha,\beta_C,F_{FA}(\theta)\right) + \eta_C T_R\left(\alpha,0,F_{FA}(\psi)\right) + \eta_R\eta_C T_A(\alpha)\right]\eta_W + \quad (10)$$

$$+T_0\left(1-\eta_W\right) + T_{LNB}$$

The following notation is used in expressions (9-10):

$T_R\left(\alpha,\beta_R,F_{FA}(\psi)\right)$ – noise temperature due to the reception by the antenna feed of the antenna or the antenna feed of the antenna and the counter-reflector of thermal radio emission outside the antenna reflector;

$T_C\left(\alpha,\beta_C,F_{FA}(\theta)\right)$ – noise temperature due to the reception by the antenna feed of thermal radio emission outside the antenna's counter-reflector;

$T_A(\alpha)$ – noise temperature of the antenna, due to the reception of thermal radio emission by the radiation pattern formed by the reflector and antenna elements;

T_0 – absolute physical temperature of the environment;

T_{LNB} – noise temperature low-noise block downconverter.

In [4, 5], the need for increasing the accuracy of calculating noise temperature due to the antenna feed receiving thermal radio emission from the surrounding space by the method of fragmentation of the surrounding space developed by Professor Somov A.M. was shown. The expressions for the calculation are obtained taking into account the physical picture of receiving thermal radio emission and the method of fragmentation of the surrounding space:

$$T_R\left(\alpha,\beta_R,F_{AF}(\psi)\right) = \frac{\int_{\psi_0}^{\pi} T_{AS}(\alpha,\psi)\left(F_{AF}(\psi)\right)^2\sin(\psi)\,d\psi}{\int_0^{\pi}\left(F_{AF}(\psi)\right)^2\sin(\psi)\,d\psi} +$$

$$+\frac{\int_{-(\psi_0+\beta_R)}^{-\pi} T_{ES}(\alpha,\psi)\left(F_{AF}(\psi)\right)^2\sin(\psi)\,d\psi}{\int_0^{-\pi}\left(F_{AF}(\psi)\right)^2\sin(\psi)\,d\psi}, \quad (11)$$

$$T_C\left(\alpha,\beta_C,F_{AF}(\theta)\right) = \frac{\int_{\varphi_0}^{\delta} T_{AS}(\alpha,\theta)\left(F_{AF}(\theta)\right)^2\sin(\theta)\,d\theta}{\int_0^{\pi}\left(F_{AF}(\theta)\right)^2\sin(\theta)\,d\theta} +$$

$$+\frac{\int_{-(\varphi_0+\beta_C)}^{-\delta} T_{ES}(\alpha,\theta)\left(F_{AF}(\theta)\right)^2\sin(\theta)\,d\theta}{\int_0^{-\pi}\left(F_{AF}(\theta)\right)^2\sin(\theta)\,d\theta}. \quad (12)$$

The following notation is used in expressions (11) and (12):

$T_{AS}(\alpha,\psi)$ and $T_{AS}(\alpha,\theta)$ is the effective noise temperature of the atmosphere;

$T_{ES}(\alpha,\psi)$ and $T_{ES}(\alpha,\theta)$ is the effective noise temperature of the Earth. The effective noise temperature of the Earth can be different and depends on the state of the earth's surface. The analysis of the antenna installation sites showed that the earth's surface in its noise characteristics is close to the "absolutely black" surface. Therefore, the effective noise temperature of the Earth is determined by the expression

$$T_{ES}(\alpha,\theta)=\begin{cases}\dfrac{T_0\arccos\left(\dfrac{\mathrm{tg}(\alpha)}{\mathrm{tg}(\varphi_0)}\right)}{\pi},\text{if } \alpha<\varphi_0\\ T_0,\text{if } \alpha>\varphi_0\end{cases}. \quad (13)$$

The effective noise temperature of the atmosphere is determined for dry, clear weather by the expression

$$T_{AS}(\alpha,\theta)=$$
$$=\begin{cases}\dfrac{T_{\text{zenith}}}{\pi}\displaystyle\int_0^{\pi}\dfrac{d\varphi}{\left(\sin\left(\theta_A(\theta,\varphi)\right)+p\right)},\text{if } 0<\theta<\alpha\\ \dfrac{T_{\text{zenith}}}{\pi}\displaystyle\int_0^{\arccos(-\mathrm{tg}(\alpha)\mathrm{ctg}(\theta))}\dfrac{d\varphi}{\left(\sin\left(\theta_A(\theta,\varphi)\right)+p\right)},\text{if } \alpha\le\theta\le\pi-\alpha\end{cases} \quad (14)$$

where $\theta_A(\theta,\varphi)=\arcsin\left(\sin(\theta)\left[\sin(\alpha)\mathrm{ctg}(\theta)+\cos(\alpha)\cos(\varphi)\right]\right)$; T_{zenith} is the brightness noise temperature of the atmosphere in the zenith direction; p is the coefficient of the relationship between the brightness noise temperatures of the atmosphere in the zenith direction and the horizon. The values T_{zenith} and p of and are constants for different frequencies and are given in table 1 [6].

Table 1

Values of the brightness noise temperature of the atmosphere in the zenith direction and the coefficient of the relationship of the brightness noise temperatures of the atmosphere in the zenith direction and the horizon

Frequency, GHz	T_{zenith}, °K	p
4	2,9	0,028
8	3,7	0,031
12	4,5	0,032
20	19	0,07

For the calculation $T_{AS}(\alpha,\psi)$ and $T_{ES}(\alpha,\psi)$, the variables are replaced φ_0 by ψ_0 and $\theta=\pi-\psi$ in the expressions (13-14).

The Cassegrain classical scheme for constructing axisymmetric two-reflector antennas is the most common. The angle shown in Figure 2 for the classical Cassegrain scheme is determined from the expression

$$\delta=\begin{cases}\pi-\mathrm{arctg}\left[\dfrac{D_R\mathrm{tg}(\varphi_0)\mathrm{tg}(\psi_0)}{(D_R-D_C)\mathrm{tg}(\varphi_0)-D_C\mathrm{tg}(\psi_0)}\right],\text{if } (D_P-D_K)\mathrm{tg}(\varphi_0)>D_K\mathrm{tg}(\psi_0)\\ \mathrm{arctg}\left[\dfrac{D_R\mathrm{tg}(\varphi_0)\mathrm{tg}(\psi_0)}{(D_C-D_R)\mathrm{tg}(\varphi_0)+D_C\mathrm{tg}(\psi_0)}\right],\text{if } (D_P-D_K)\mathrm{tg}(\varphi_0)<D_K\mathrm{tg}(\psi_0)\\ \dfrac{\pi}{2},\text{if } (D_R-D_C)\mathrm{tg}(\varphi_0)=D_C\mathrm{tg}(\psi_0)\end{cases}$$

The noise temperature of the antenna is determined by the method of fragmentation from the expression

$$T_A(\alpha)=\frac{\displaystyle\int_0^{\pi}\left(E(\theta)\right)^2T_{AS}(\alpha,\theta)\sin(\theta)d\theta}{\displaystyle\int_0^{\pi}\left(E(\theta)\right)^2\sin(\theta)d\theta}+$$
$$+\frac{\displaystyle\int_0^{-\pi}\left(E(\theta)\right)^2T_{ES}(\alpha,\theta)\sin(\theta)d\theta}{\displaystyle\int_0^{-\pi}\left(E(\theta)\right)^2\sin(\theta)d\theta}, \quad (15)$$

where $E(\theta)$ is the radiation patterns of the field strength formed by the reflector and antenna elements.

Calculation of the antenna pattern by field strength can be carried out by various methods (aperture, current, etc.). However, the study of Professor Somov A.M. showed that the accuracy of the calculation of noise temperature does not depend on the choice of method for calculating the antenna pattern [6]. Therefore, to calculate the antenna pattern, the aperture method with ten members of the approximation polynomial was chosen.

$$E(\theta,F_{AF}(\psi))=\frac{a_0\Lambda_1(\theta)+\frac{a_1}{2}\Lambda_2(\theta)+\frac{a_2}{3}\Lambda_3(\theta)+\frac{a_3}{4}\Lambda_4(\theta)+\frac{a_4}{5}\Lambda_5(\theta)}{a_0+\frac{a_1}{2}+\frac{a_2}{3}+\frac{a_3}{4}+\frac{a_4}{5}+\frac{a_5}{6}+\frac{a_6}{7}+\frac{a_7}{8}+\frac{a_8}{9}+\frac{a_9}{10}}+$$
$$+\frac{\frac{a_5}{6}\Lambda_6(\theta)+\frac{a_6}{7}\Lambda_7(\theta)+\frac{a_7}{8}\Lambda_8(\theta)+\frac{a_8}{9}\Lambda_9(\theta)+\frac{a_9}{10}\Lambda_{10}(\theta)}{a_0+\frac{a_1}{2}+\frac{a_2}{3}+\frac{a_3}{4}+\frac{a_4}{5}+\frac{a_5}{6}+\frac{a_6}{7}+\frac{a_7}{8}+\frac{a_8}{9}+\frac{a_9}{10}}$$

where $\Lambda_1(\theta),\Lambda_2(\theta),\ ...,\ \Lambda_{10}(\theta)$ are the lambda function of the first, second, ..., tenth order. The lambda function of order n is determined by the well-known expression:

$$\Lambda_n(\theta)=\frac{2^n n!J_n\left(k\dfrac{D_P}{2}\sin(\theta)\right)}{\left(k\dfrac{D_P}{2}\sin(\theta)\right)^n},$$

where $J_n\left(0.5kD_R\sin(\theta)\right)$ is the Bessel function of order n. The coefficients $a_0,a_1,...,a_9$ were determined by the iterative method. The system of equations obtained by the author and the solution of the resulting system of equations is not given because of the bulkiness.

The depth of the open conical screen on the reflector (Figure 3) is determined from the expression

$$R_R(\tau)=\frac{D_R\sin(\beta_R)}{2\sin(\psi_0)\sin(\psi_0+\beta_R+\tau)}; \quad (16)$$

the length of the perimeter of the screen along the edge of the reflector

$$L_R=\begin{cases}\dfrac{D_R}{2}\left(\pi+2\arcsin\left(\dfrac{\mathrm{tg}(\alpha_{\max})}{\mathrm{tg}(\psi_0)}\right)\right),\text{if } 0<\alpha_{\max}<\psi_0\\ \pi D_R,\text{if } \alpha_{\max}\ge\psi_0\end{cases}. \quad (17)$$

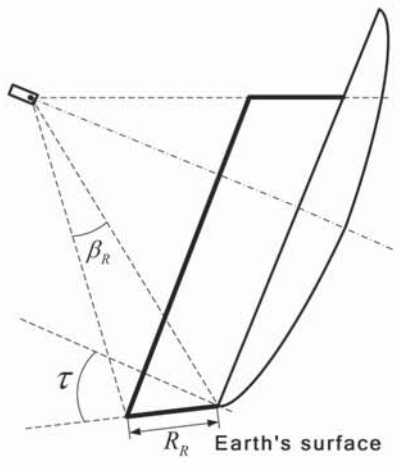

Figure 3. An open conical screen on the reflector, side view

The depth of the open conical screen on the counter-reflector (Figure 4) is determined from the expression

$$R_C = \frac{D_C \sin(\beta_C)}{2\sin(\varphi_0)\sin(\beta_C + \varphi_0 + \psi_0)}, \quad (18)$$

the length of the screen perimeter on the counter-reflector

$$L_C = D_C \arccos\left(\operatorname{ctg}(\varphi_0)\operatorname{tg}(\alpha_{\min})\right). \quad (19)$$

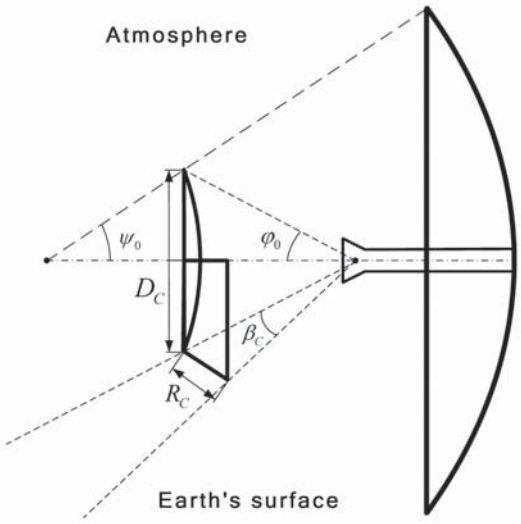

Figure 4. Two-mirror antenna with an open conical screen on the counter-reflector at a zero angle to the horizon, side view

This technique has been tested on two single-reflector antennas, with reflector diameters of 2 and 5 meters, and five two-reflector antennas. The results of theoretical calculations and measurements of increasing the antenna gain-to-noise-temperature $(\Delta G/T)$ of the antennas are shown in table 2.

Table 2

The calculated and measured values of increasing the antenna gain-to-noise-temperature $(\Delta G/T)$

Diameter reflector, m	Estimated value $(\Delta G/T)$, дБ/К	Measured value, $(\Delta G/T)$ дБ/К
2	1	1
5	0.6	0.5
7	0.8	0.9
7	0.9	0.8
9	1	1
12	0.8	0.8
16	0.6	0.5

When developing the methodology, patents and computer programs registered in the Russian Federation were used [7; 8; 9; 10; 11].

Conclusion

The developed technique is universal for axisymmetric reflector antennas of satellite communications earth stations. Using the presented methodology in practice, it is possible to increase the SNR of the received signals to 1.5 dB from the satellites of the repeaters located in the geostationary orbit at the antenna output. Parts of this technique have been successfully used in practice to increase the SNR of received signals. The use of open screens on the antenna reflector allows you to increase the SNR of the received signals by 1.5 dB. The use of open screens on the reflector of reflector antennas allows you to increase the SNR of the received signals by 1 dB. The use of antenna feeds with an asymmetric radiation pattern for axisymmetric reflector antennas can increase the SNR of the received signals by 0.8 dB.

References

1. Trevor S. Bird. (2015). *Fundamentals of Aperture Antennas and Arrays: From Theory to Design, Fabrication and Testing*. Wiley Telecom.448 p.

2. Thomas A. Milligan. (2005). *Modern Antenna Design*, 2nd Edition. Wiley-IEEE Press. 632 p. ISBN: 978-0-471-45776-3.

3. Somov A.M. Titovets P.A. (2018). Method for increasing the noise quality of earth stations of satellite communication systems due to an feed antenna with an asymmetric directional diagram. *Trudy NIIR*. No.1, pp. 16-23. (*in Russian*)

4. Somov A.M. Titovets P.A. (2017). Earth stations for satellite communications with open screen on the single-dish reflector antenna system. *Trudy NIIR*. No. 4, pp. 23-29. (*in Russian*)

5. Somov A.M. Titovets P.A. (2017). Method for increasing the noise quality of earth stations of satellite communication due to an open conical screen on a counter-reflector. *Trudy NIIR*. No. 3, pp. 52-60. (*in Russian*)

6. Somov A.M. *Method fragmentation for calculating the noise temperature of antenna*s. Moscow. Gorjachaja linija–Telekom, 2009. – 208 p. (*in Russian*)

7. Patent Russia, No 2420840, 10.06.2011.

8. Patent Russia, No 2420841, 10.06.2011.

9. Patent Russia, No 2426203, 10.08.2011.

10. Somov A.S., Vorontsov A.P., Titovets P.A. Program for calculating the efficiency of open screens along the perimeter of the reflector antenna reflector. No. 2019663623. 2019. (*in Russian*)

11. Somov A.S., Vorontsov A.P., Titovets P.A. Program for calculating a two-reflector antenna with unclosed anti-noise screens for a terrestrial satellite communication station. The Certificate on Official Registration of the Computer Program. No. 2019663787. 2019. (*in Russian*)

МЕТОДИКА ПОВЫШЕНИЯ ШУМОВОЙ ДОБРОТНОСТИ ОСЕСИММЕТРИЧНЫХ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Титовец Павел Александрович, *Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,*
paveltitovec@mail.ru

Аннотация
Спутниковая связь для многих малозаселенных, труднодоступных и удаленных территорий, особенно Арктических районов и Крайнего севера является основным видом связи. При организации связи требуется принимать сигналы с максимально возможным отношением сигнал/шум. В земных станциях спутниковой связи, в основном, применяются осесимметричные зеркальные антенны. На указанных территориях угол наклона антенн к горизонту не превышает 20 градусов. Существуют проблемы при приеме сигналов при углах наклона осесимметричных зеркальных антенн к горизонту, не превышающих 20 градусов, земными станциями спутниковой связи. Эти проблемы связаны с отношением сигнал/шум на выходе антенн. При таких углах наклона зеркальных антенн к горизонту тепловое радиоизлучение поверхности Земли оказывает существенное негативное влияние на принимаемые сигналы. Это радиоизлучение повышает уровень шумов и снижает отношение сигнал/шум на выходе антенны. Для снижения теплового радиоизлучения, принимаемого зеркальными антеннами от поверхности Земли, и повышения отношения сигнал/шум на выходе антенн разработана методика повышения шумовой добротности. Эта методика состоит из трех самостоятельных методов повышения шумовой добротности, которые могут использоваться отдельно. Для удобства выбора из существующих методов повышения шумовой добротности в методике учтены особенности применимости этих методов для конкретных антенн. Описан разработанный метод расчета шумовой добротности, позволяющий теоретически оценить изменения шумовой добротности за счет незамкнутых экранов на рефлекторе и контррефлекторе, а также за счет применения облучателей с несимметричной диаграммой направленности.

Ключевые слова: *спутниковая связь, земные станции, осесимметричные зеркальные антенны, шумовая добротность, методика повышения отношения сигнал шум.*

Литература

1. *Trevor S.* Bird. Fundamentals of Aperture Antennas and Arrays: From Theory to Design, Fabrication and Testing. Wiley Telecom, 2015. 448 p.
2. *Thomas A. Milligan.* Modern Antenna Design, 2nd Edition. Wiley-IEEE Press, 2005. 632 p. ISBN: 978-0-471-45776-3.
3. *Сомов А.М.,* Титовец П.А. Способ повышения шумовой добротности земных станций систем спутниковой связи за счет облучателя с несимметричной диаграммой направленности Труды НИИР. 2018. Вып. №1. С. 16-23.
4. *Сомов А.М.,* Титовец П.А. Земные станций спутниковой связи с незамкнутым экраном на рефлекторе однозеркальной антенной системы // Труды НИИР. 2017. Вып. №4. С. 23-29.
5. *Сомов А.М.,* Титовец П.А. Способ увеличения шумовой добротности земных станций спутниковой связи за счет незамкнутого конического экрана на контррефлекторе // Труды НИИР. 2017. Вып. 3. С. 52-60.
6. *Сомов А.М.* Метод фрагментации для расчета шумовой температуры антенн. - М.: Горячая линия-Телеком, 2009. - 208 с.
7. *Сомов А.М., Титовец П.А.* Осесимметричная зеркальная антенна // Патент России №2420840. 2011. Бюл. № 16.
8. *Сомов А.М., Титовец П.А.* Осесимметричная двухзеркальная антенна // Патент России №2420841. 2011. Бюл. № 16.
9. *Сомов А М., Титовец П.А.* Осесимметричная зеркальная антенна (варианты) // Патент России №2426203. 2011. Бюл. № 22.
10. *Сомов А.М., Воронцов А.П., Титовец П.А.* Программа расчета эффективности незамкнутых экранов по периметру рефлектора зеркальной антенны // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019663623 от 21.10.2019.
11. *Сомов А.М., Воронцов А.П., Титовец П.А.* Программа расчета двухзеркальной антенны с незамкнутыми противошумовыми экранами для земной станции спутниковой связи // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019663787 от 23.10.2019.

Информация об авторе:
Титовец Павел Александрович*, ведущий инженер научно-исследовательского отдела Московского технического университета связи и информатики, Москва, Россия*

OVERVIEW OF ALGORITHMS FOR FINDING THE OPTIMAL ROUTE FOR VEHICLES

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-2-52-56

Julia V. Mahovikova,
Reshetnev Siberian State University of Science and Technology, Krasnoyarsk, Russia, ***mahovikova1994@gmail.com***

Svetlana N. Mironenko,
Reshetnev Siberian State University of Science and Technology, Krasnoyarsk, Russia, ***sn-mironenko@mail.ru***

Aleksandr V. Devjatkov,
Reshetnev Siberian State University of Science and Technology, Krasnoyarsk, Russia, ***dav009@bk.ru***

Jaroslav I. Shamlitskiy,
Reshetnev Siberian State University of Science and Technology, Krasnoyarsk, Russia, ***2538357@mail.ru***

Keywords: *suboptimal algorithms, A* algorithm, Theta* algorithm, route planning, vehicle.*

Cargo transportation management is impossible without quality planning, which should be aimed at efficient use of vehicles. The key tasks of transportation management are cargo routing and distribution of vehicles along routes, provided that the transportation plan is fulfilled in accordance with the selected optimization criteria. The modern development of information and communication technologies allows us to significantly improve the quality of planning and monitoring the execution of orders for the transportation of goods by land transport. Equipping drivers of cargo vehicles with satellite navigation devices and terminals with Internet access provides a technical opportunity for information interaction with dispatchers in real time, which determines new requirements for intelligent transport resource planning systems taking into account the human factor [9]. When creating simulators that involve moving different types of vehicles over large areas, taking into account the current tactical situation, there are problems with choosing the optimal path search algorithm, since its use is subject to restrictions. There are a large number of algorithms that allow you to determine the route by which you can get from one point to another. The main problem with the path search problem is that there is no universal algorithm for solving it. An overview of algorithms for finding the optimal path for vehicles (the Algorithm A* and its modifications, in particular Beam search; Iterative deepening; Dynamic weighing; Bidirectional search; Bandwidth search; Jump Point Search; Theta*). It is concluded that it is advisable to use different algorithms at the stages of building a preliminary route variant and optimizing it.

Information about authors:
Julia V. Mahovikova, *Reshetnev Siberian State University of Science and Technology, graduate student, Krasnoyarsk, Russia*
Svetlana N. Mironenko, *Reshetnev Siberian State University of Science and Technology, graduate student, Krasnoyarsk, Russia*
Aleksandr V. Devjatkov, *Reshetnev Siberian State University of Science and Technology, graduate student, Krasnoyarsk, Russia*
Jaroslav I. Shamlitskiy, *Reshetnev Siberian State University of Science and Technology, Candidate of Engineering Sciences (Ph.D), associate professor Department of Information Management Systems, Krasnoyarsk, Russia*

Для цитирования:
Маховикова Ю.В., Мироненко С.Н., Девятков А.В., Шамлицкий Я.И. Обзор алгоритмов поиска оптимального маршрута транспортных средств // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №2. С. 52-56.

For citation:
Mahovikova J.V., Mironenko S.N., Devjatkov A.V., Shamlitskiy J.I. (2020) Overview of algorithms for finding the optimal route for vehicles. *T-Comm*, vol. 14, no.2, pp. 52-56. (*in Russian*)

Introduction

Suboptimal algorithms work on the principle of step-by-step improvement of the current result. Some heuristic function is selected. you can use it to select a grid cell at each step, the distance from which to the end point will have the minimum value (based on the value of the heuristic function). The advantage of such algorithms is a smaller number of resources used compared to algorithms for determining the optimal path. Many heuristic algorithms allow you to give out the point that is presumably closest to the end point and the route to it, which is important for real-time modeling algorithms, when you need to get some part of it instead of the end path [5].

When creating simulators that involve moving different types of objects over large territories, taking into account the current tactical situation, there are problems with choosing the optimal path search algorithm, since its use is subject to restrictions caused by the following factors:

• a large amount of data from real maps of the area, exceeding the amount of RAM, so in most cases it is not possible to store full information about the intermediate state of the route in memory;

• complexity of the representation of the territory where objects are moving, this requires minimizing the number of requests to determine the patency of a certain section of the path;

• large variation in the complexity of the resulting path: the optimal solution may be either a straight line or a strongly broken line [5].

1. Path search algorithms for a vehicle

In this paper, based on a test analysis, it was proposed to include such path search algorithms in the library:

• Algorithm A*;
• Beam search (beam search);
• Iterative deepening (interactive immersion);
• Dynamic weighing (using variable weights);
• Bidirectional search (bidirectional search);
• Bandwidth search (search bandwidth);
• Jump Point Search (the search for the transition point);
• Theta*.

A well-designed route and control automation will significantly save fuel resources and, consequently, reduce environmental damage, as well as minimize accidents and other accidents [7]. More and more different research centers around the world are developing this direction.

The task of finding a path is reduced to analyzing the obstacles that may occur on the trajectory of the movement, and their rational circumvention. For this task, many algorithms have been developed that are actively used in laying networks, distributing printed circuit boards, and moving objects in computer games. Creating simulators that allow you to simulate the behavior of a vehicle in a changing environment reduces the need for expensive experiments [7, 8].

A big problem is the speed with which traffic calculations and route selection analysis will be performed, which imposes a certain limit on the choice of the optimal path search algorithm. The task of implementing a path search using the minimum possible amount of memory and calculation time remains relevant.

Analysis of the direction of movement of the vehicle implies the presence of data about its location and the surrounding environment. The vehicle has a clearly fixed set of options to continue driving: increase speed, decrease speed, continue driving, reverse, turn right/left.

The analysis of existing algorithms showed that not all of them are suitable for this type of problem. Real-time systems are limited in response speed by the acceptable threshold of 100 m/s [2]. It is also necessary to take into account the fact that the vehicle can't instantly change course. The speed of the "reaction" to a change in the position of the steering mechanism depends on the mass of the vehicle, its adhesion to the surface, and other factors.

Based on the above, the task of finding a path can be divided into 2 stages:

– building an optimal route using an algorithm that satisfies the necessary restrictions on the use of resources and time;

– post-processing the results of the first stage to get realistic indicators.

Depending on the choice of algorithm, these two steps can be combined into one if data optimization is provided during the path search. The second stage is necessary because the vehicle cannot change its trajectory instantly. And, therefore, sharp turns in the route provided by the first stage must be avoided.

2. Description of path search algorithms

Algorithm A*

The algorithm A* is one of the most well-known suboptimal path search algorithms [3]. It finds the route from the initial vertex to the final one with the lowest cost. The order of traversal is determined by the «distance + cost» heuristic function: $f(x) = g(x) + h(x)$. The function $h(x)$ must be a valid heuristic estimate, that is, it must not overestimate the distance to the target vertex. The function can represent the distance to the target in a straight line, since it is the smallest distance between two points [4].

The A* algorithm looks through all the paths from the initial vertex to the final one step by step until it finds the minimum one. Like all informed search algorithms, it first searches the routes that appear to be most likely leading towards the goal. From the greedy algorithm (the algorithm for finding the shortest distance by selecting the shortest, not the selected edge, provided that it does not form a cycle with already selected edges, which is also the search algorithm best-first match) it is different in that when you select a vertex it takes into account, among others, all passed before her path (component $g(x)$ is the cost of the path from the initial vertex, and not from the previous one, as in a greedy algorithm) [5].

The algorithm A* is complete, that is, it always finds a solution if it exists. It is also optimally efficient for a given $h(x)$ heuristic. This means that any other algorithm explores at least as many nodes as the A* algorithm (except when there are several particular solutions with the same heuristics that exactly match the cost of the optimal path) [5].

While the A* algorithm is optimal for "randomly" defined graphs, there is no guarantee that it will do its job better than simpler, but also more informed algorithms about the problem area. For example, in some maze, you may need to first go in the direction of the exit, and only then turn back. In this case, the initial survey of those vertices that are located closer to the exit (in a straight line) will be a waste of time [5].

Analysis of known modifications of the algorithm.

In cases of routing for real systems, this algorithm has a number of disadvantages.

First, if the field is large enough to occupy thousands of cells, there may be a problem with the amount of memory used by lists.

Second, the time to search for a path may exceed the maximum allowed response time.

Third, the algorithm does not find the shortest path.

To eliminate these shortcomings, the following modifications of the A* algorithm and other suboptimal search heuristic algorithms have been developed [6].

Beam search.

In classic A*, all vertices that may be required to perform a search are saved to the open list. This modification imposes restrictions on the size of this list. That is, after the open list is completely filled in to add the next cells to it, the ones that are least likely to be used are deleted first. Using this modification, you can avoid problems with the amount of memory used.

In the main A* loop, the OPEN set stores all the nodes that may need to be searched to find a path. The Beam Search is a variation of A* that places a limit on the size of the OPEN set. If the set becomes too large, the node with the worst chances of giving a good path is dropped. One drawback is that have to keep your set sorted to do this, which limits the kinds of data structures you'd choose [4].

Iterative deepening.

Iterative Deepening is an approach used in many AI algorithms to start with an approximate answer, and then make it more accurate. The name comes from the search for a decision tree from game theory, where you need to look at a certain number of moves ahead. You can try to deepen the tree by looking ahead more moves. Once your answer doesn't change or improve much, you assume that you have a pretty good answer, and it won't improve when you try to make it more accurate again. In IDA*, the «depth» is a cutoff for f values. When the f value is too large, the node won't even be considered (i.e., it won't be added to the OPEN set). The first time through process very few nodes. Each subsequent pass, you increase the number of nodes visit. If find that the path improves, then you continue to increase the cutoff; otherwise, you can stop.

The idea of this method is to check the next few steps of the algorithm and, if there is no improvement in the result, stop searching in this direction. Continuing the search until there is an improvement is made by the value f, which sets the value of the dive. Thus, a small number of nodes will be carried out during the first pass, and their number will increase during subsequent passes. Therefore, if there are no obstacles or their circumvention does not exceed the value of the immersion f, the number of cells involved in the analysis will be less than in the usual algorithm A*. This modification in certain cases will give a significant gain in time and the amount of memory used.

Dynamic weighting.

This modification assumes that at the beginning of the search, you need to reach the area containing the final cell of the path as quickly as possible. At the end of the search, reaching a specific cell is more important. The following modification of the weight function is proposed:

$$f(p) = g(p) + w(p) * h(p) \quad (1)$$

where $w(n)$ is the weight assigned to node n.

When approaching the final cell, the weight decreases. This reduces the importance of the heuristic and increases the relative importance of the actual path cost.

Bidirectional search.

Instead of searching from the start to the finish, you can start two searches in parallel-one from start to finish, and one from finish to start. When they meet, you should have a good path

It's a good idea that will help in some situations. The idea behind bidirectional searches is that searching results in a «tree» that fans out over the map. A big tree is much worse than two small trees, so it's better to have two small search trees.

The front-to-front variation links the two searches together. Instead of choosing the best forward-search node – $g(start, x)$ + h(x, goal) – or the best backward-search node-$g(y, goal)$ + $h(start, y)$ – this algorithm chooses a pair of nodes with the best $g(start, x) + h(x, y) + g(y, goal)$.

The retargeting approach abandons simultaneous searches in the forward and backward directions. Instead, it performs a forward search for a short time, chooses the best forward candidate, and then performs a backward search—not to the starting point, but to that candidate. After a while, it chooses a best backward candidate and performs a forward search from the best forward candidate to the best backward candidate. This process continues until the two candidates are the same point.

Bandwidth of search.

There are two properties about Bandwidth Search that some people may find useful. This variation assumes that h is an overestimate, but that it doesn't overestimate by more than some number e. If this is the case in your search, then the path you get will have a cost that doesn't exceed the best path's cost by more than e. Once again, the better you make your heuristic, the better your solution will be.

Another property you get is that if you can drop some nodes in the OPEN set. Whenever $h+d$ is greater then the true cost of the path (for some d), you can drop any node that has an f value that's at least $e+d$ higher than the f value of the best node in OPEN. This is a strange property. You have a «band» of good values for f; everything outside this band can be dropped, because there is a guarantee that it will not be on the best path.

Curiously, you can use different heuristics for the two properties, and things still work out. You can use one heuristic to guarantee that your path isn't too bad, and another one to determine what to drop in the OPEN set.

Jump Point Search.

Many of the techniques for speeding up A* are really about reducing the number of nodes. In a square grid with uniform costs it's quite a waste to look at all the individual grid spaces one at a time. One approach is to build a graph of key points (such as corners) and use that for path finding. However, you don't want to precompute a waypoint graph, look at Jump Point Search, a variant of A* that can skip ahead on square grids. When considering children of the current node for possible inclusion in the OPEN set, Jump Point Search skips ahead to faraway nodes that are visible from the current node.

Each step is more expensive but there are fewer of them, reducing the number of nodes in the OPEN set.

Theta*

The main problem of finding a path is the distance of the selected route from the optimal obstacle avoidance. The difference between this modification is that Theta* allows you to select any cell as the «parent» for each cell, unlike A*, where only the neighboring cell can be the" parent". Using this modification will allow you to get more realistic indicators of path search, but it requires more time and additional memory costs [5].

A* will work faster and create better paths if you give a graph of key points (such as corners) instead of a grid. However, if you don't want to pre-calculate the angle graph, you can use Theta*, a variant of A* that works on square grids, to find paths that don't strictly follow the grid. When building parent pointers, Theta* will point directly to the ancestor if there is a line of sight to that node, and skips nodes between them. Unlike path smoothing, which aligns paths after they are found by A*, Theta* can analyze these paths as part of the A*process. This can result in shorter paths than post-processing the grid path into a path at any angle.

Comparison of algorithms

Many algorithms have a similar problem: the paths they produce look unrealistic. To solve this problem, you must either use subsequent path optimization, or use an algorithm that already uses functions that allow you to get a realistic picture [5].

For Fig. 1 shows an example of finding a path between two points using the A* and Theta* algorithms. The picture shows that the path obtained using Theta* is shorter and also looks more realistic. However, the Theta* algorithm is quite heavy due to the large number of calls to the terrain. If used in the detection of obstacles on the straight line between two points to apply to the result of the algorithm A*, you get the path of realism is close to the result of the algorithm Theta*, while the overhead will be much smaller [5].

Fig. 1. Comparing path A* (red line) to path Theta* (blue line)

Conclusion

The main problem with the path search problem is that there is no universal algorithm for solving it. At the same time, based on the conducted research, it can be concluded that in the case of searching for a path on geographical maps, one of the following methods of solving the problem should be chosen. If you want to get the most realistic-looking suboptimal path, we recommend using the Theta* algorithm. When the cost of accessing the terrain is critical, we recommend using the following combination of algorithms:

- using the A* algorithm to get the route;
- delete points that lie on the same line;
- for each pair of a small set of received key points, we use an algorithm to check the presence of a straight path. You can apply this algorithm only to neighboring path segments, splitting them by inserting dummy points.

In General, you need to build a system of algorithms that have similar input and output data, which will allow you to exchange data at separate steps, combining different approaches to solving the problem. In addition, the introduction of a hierarchy will be important: by combining individual terrain areas, you can first lay paths between large areas, then using other algorithms - on separate sections, and then by analogy [1].

References

1. Botea A., Muller M., Schaeffer J. (2004). Near Optimal Hierarchical Path-Finding. *Journal of Game Development*. Vol. 1, issue 1, pp. 7-28.

2. Eric Hansen, Terry Huntsberger and Les Elkins. (2006). Autonomous maritime navigation : developing autonomy skill sets for USVs. Proc. SPIE 6230, 62300U.

3. Nash A. Any-Angle Path Planning. Dis. … Doctor of Philosophy (Computer Science). University of South California. August 2012.

4. Variants of A*, Amit Patel's Home Page. http://theory.stanford.edu/~amitp/GameProgramming/Variations.html (accessed 15.12.2019).

5. Basarab M.A., Domracheva A.B., Kupljakov V.M. (2013). Algoritmy reshenija zadachi bystrogo poiska puti na geograficheskih kartah. *Inzhenernyj zhurnal: nauka i innovacii*. No. 11. URL: http://engjournal.ru/ catalog/it/hidden/1054.html (accessed 20.12.2019). (*in Russian*)

6. Kravchenko M.K., Krivosheev S.V., Mal'cheva R.V. (2018). Realizacija algoritma poiska puti dlja transportnogo sredstva. *Sovremennye tendencii razvitija i perspektivy vnedrenija innovacionnyh tehnologij v mashinostroenii, obrazovanii i jekonomike*. Azov. Vol. 4. No. 1(3), pp. 107-111. (*in Russian*)

7. Krivosheev S.V. (2012). Issledovanie jeffektivnosti parallel'nyh arhitektur vychislitel'nyh sistem dlja rascheta parametrov dvizhenija transportnogo sredstva. *Nauchnye trudy Doneckogo nacional'nogo tehnicheskogo universiteta*. No. 1 (10) - 2 (11). Serija «Problemy modelirovanija i avtomatizacii proektirovanija». Doneck, DonNTU, pp. 207-214. (*in Russian*)

8. Mal'cheva R.V., Krivosheev S.V., Zavadskaja T.V. (2015). Razrabotka simuljatorov transportnyh sredstv s ispol'zovaniem operacionnoj sistemy Android. *Informatika i kibernetika*. No. 2, pp. 76-81. (*in Russian*)

9. Pejsahovich, D.G. Upravlenie interaktivnoj dispetcherizaciej v edinom informacionnom prostranstve posrednicheskogo transportnogo operatora : dissertacija kandidata tehnicheskih nauk : 05.13.10. Mesto zashhity: Penzenskij gosudarstvennyj universitet . Penza, 2014, pp. 151. (*in Russian*)

ОБЗОР АЛГОРИТМОВ ПОИСКА ОПТИМАЛЬНОГО МАРШРУТА ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ

Маховикова Юлия Викторовна, *Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева, г. Красноярск, Россия,* ***mahovikova1994@gmail.com***
Мироненко Светлана Николаевна, *Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева, г. Красноярск, Россия,* ***sn-mironenko@mail.ru***
Девятков Александр Валерьевич, *Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева, г. Красноярск, Россия,* ***dav009@bk.ru***
Шамлицкий Ярослав Иванович, *Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева, г. Красноярск, Россия,* ***2538357@mail.ru***

Аннотация
Управление перевозками грузов невозможно без качественного планирования, которое должно быть направлено на эффективное использование транспортных средств. Ключевыми задачами управления перевозками являются маршрутизация грузоперевозок и распределение транспортных средств по маршрутам при условии выполнения плана перевозок в соответствии с выбранным критерием оптимизации. Современное развитие информационно-коммуникационных технологий позволяет существенно повысить качество планирования и контроля исполнения заказов на перевозку грузов наземным транспортом. Оснащение водителей грузовых транспортных средств устройствами спутниковой навигации и терминалами с выходом в Интернет обеспечивает техническую возможность информационного взаимодействия с диспетчерами в режиме реального времени, что определяет новые требования к интеллектуальным системам планирования транспортных ресурсов с учетом человеческого фактора [9]. При создании симуляторов, подразумевающих перемещение различных типов транспортных средств по большим территориям с учетом текущей тактической обстановки, возникают проблемы с выбором алгоритма поиска оптимального пути, так как на его использование накладываются ограничения. Существует большое количество алгоритмов, позволяющих определить маршрут, по которому можно попасть из одной точки в другую. Главная проблема задачи поиска пути заключается в том, что не существует какого-либо универсального алгоритма ее решения. Проведен обзор алгоритмов поиска оптимального пути для транспортных средств (Алгоритм A* и его модификации, в частности Beam search (поиск по лучу); Iterative deepening (итеративное погружение); Dynamic weighting (использование переменных весов); Bidirectional search (двунаправленный поиск); Bandwidth search (Поиск полосы пропускания); Jump Point Search (поиск точки перехода); Theta*). Сделан вывод о целесообразности использования различных алгоритмов на этапах построения предварительного варианта маршрута и его оптимизации.

Ключевые слова: *субоптимальные алгоритмы, алгоритм A*, алгоритм Theta*, планирование маршрута, транспортное средство.*

Литература

1. *Botea A., Muller M., Schaeffer J.* Near Optimal Hierarchical Path-Finding. Journal of Game Development, 2004, vol. 1, issue 1, pp. 7-28.
2. *Eric Hansen, Terry Huntsberger and Les Elkins.* Autonomous maritime navigation : developing autonomy skill sets for USVs / Proc. SPIE 6230, 62300U (2006).
3. *Nash A.* Any-Angle Path Planning. Dis. … Doctor of Philosophy (Computer Science). University of South California. August 2012.
4. Variants of A*, Amit Patel's Home Page. http://theory.stanford.edu/~amitp/GameProgramming/Variations.html (дата обращения 15.12.2019).
5. *Басараб М.А., Домрачева А.Б., Купляков В.М.* Алгоритмы решения задачи быстрого поиска пути на географических картах // Инженерный журнал: наука и инновации, 2013. № 11. URL: http://engjournal.ru/ catalog/it/hidden/1054.html (дата обращения 20.12.2019).
6. *Кравченко М.К., Кривошеев С.В., Мальчева Р.В.* Реализация алгоритма поиска пути для транспортного средства. Современные тенденции развития и перспективы внедрения инновационных технологий в машиностроении, образовании и экономике. Азов, 2018. Т4. № 1 (3). С. 107-111.
7. *Кривошеев С.В.* Исследование эффективности параллельных архитектур вычислительных систем для расчета параметров движения транспортного средства // Научные труды Донецкого национального технического университета. Выпуск № 1 (10) - 2 (11). Серия "Проблемы моделирования и автоматизации проектирования". Донецк, ДонНТУ, 2012. С. 207-214.
8. *Мальчева Р.В., Кривошеев С.В., Завадская Т.В.* Разработка симуляторов транспортных средств с использованием операционной системы Android // Информатика и кибернетика. 2015. № 2. С. 76-81.
9. *Пейсахович Д.Г. Управление* интерактивной диспетчеризацией в едином информационном пространстве посреднического транспортного оператора : диссертация кандидата технических наук : 05.13.10. Место защиты: Пензенский государственный университет. Пенза, 2014. 151 с.

Информация об авторах:
Маховикова Юлия Викторовна, *Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева, аспирант, г Красноярск, Россия*
Мироненко Светлана Николаевна, *Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева, аспирант, г Красноярск, Россия*
Девятков Александр Валерьевич, *Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева, аспирант, г. Красноярск, Россия*
Шамлицкий Ярослав Иванович, *Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева, к.т.н., доцент кафедры информационно-управляющих систем, г Красноярск, Россия*