РОССИЙСКАЯ НЕДЕЛЯ
ВЫСОКИХ ТЕХНОЛОГИЙ

ТПП РФ

Expo Rating

СВЯЗЬ

Информационные и коммуникационные технологии

24—27 апреля 2018

30-я юбилейная международная выставка

Организатор:

ЭКСПОЦЕНТР
МОСКВА

При поддержке:
- Министерства промышленности и торговли РФ
- Федерального агентства связи (РОССВЯЗЬ)
- Российской ассоциации электронных коммуникаций (РАЭК)

Под патронатом ТПП РФ

Россия, Москва, ЦВК «Экспоцентр»

www.sviaz-expo.ru

12+ Реклама

T•Comm
Телекоммуникации и транспорт
ТОМ 11. №10-2017

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 оргкимтетов WSEAS), Россия, Мексика
Бугаев Александр Степанович
(академик РАН), Россия
Буслаев Александр Павлович
(д.ф-м.н., профессор МТУСИ), Россия
Вааль Альберт
(д.т.н., старший научный сотрудник Ганноверского университета им. Лейбница на кафедре коммуникационной техники), Германия
Головачев Юлиус
(управляющий консультант Detecon Intarnational GmBH), Германия
Гребенников Андрей Викторович
(Sumitomo Electric Europe), Великобритания
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
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
Омельянов Георгий Александрович
(д.ф.-м..н., Университет де Сонора, факультет математики, Эрмосильо), Мексика
Кюркчан Александр Гаврилович
(д.ф-м.н., профессор МТУСИ), Россия
Сеилов Шахмаран Журсинбекович
(д.э.н., Президент Казахской академии инфокоммуникаций), Казахстан
Сысоев Николай Николаевич
(д.ф-м.н., декан физического факультета МГУ им. М.В. Ломоносова), Россия
Шарп Майкл
(д.э.н., вице-президент европейского института стандартизации – ETSI), Великобритания
Яшина Марина Викторовна
(д.т.н., профессор, МТУСИ), Россия

СОДЕРЖАНИЕ

СВЯЗЬ

Ананьев А.В., Катруша А.Н.
Сравнительная оценка возможностей радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами в диапазонах КВ и УКВ для полузакрытых и закрытых трасс распространения радиоволн 4

Акишин В.А.
Пользовательский опыт в когнитивной модели управления сетью оператора связи 10

Пшеничников А.В.
Модель многомерной частотно-фазоманипулированной сигнальной конструкции помехозащищенных линий радиосвязи 16

НАВИГАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Чиров Д.С., Лобов Е.М.
Выбор сигнально-кодовой конструкции для командно-телеметрической линии радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами средней и большой дальности 21

Аверкиев Н.Ф., Богачёв С.А., Власов С.А., Житников Т.А., Кульвиц А.В.
Анализ возможностей применения формаций космических аппаратов на эллиптических орбитах для обзора поверхности земли 29

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Хлопов Б.В., Шашурин В.Д., Чучева Г.В., Самойлова В.С., Митягина А.Б.
Исследование возможности мультиферроидных метаматериалов на основе опаловых матриц изменять свои параметры под воздействием внешнего электромагнитного поля 38

Допира Р.В., Маслов Ф.Д., Королев В.В., Шароглазов В.Б.
Метод акустической диагностики вращающихся частей антенно-фидерных устройств с применением самообучающейся нейросети 45

ИНФОРМАТИКА

Душин С.В.
Способ снижения вычислительной сложности алгоритма МКВС (метод минимальной корреляции виртуальных сигналов) 51

Махров С.С., Ерохин С.Д.
Анализ методов формирования и выделения ЭЭГ-паттернов при регистрации сигналов в нейроинтерфейсах анализ методов формирования и выделения ЭЭГ - паттернов при регистрации сигналов в нейроинтерфейсах 55

ПУБЛИКАЦИИ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

ИНФОРМАТИКА

Абрамкина О.А.
Анализ эффективности работы протокола маршрутизации EIGRP 60

Алешинцев А.В., Бессонова Е.В., Сак А.Н.
Моделирование системы машинного перевода технических текстов в телекоммуникационной сфере с использованием объектно-ориентированного языка программирования C# 66

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Барамыков А.И., Зайцева И.Н.
Анализ основных параметров кодирования спутниковых телевизионных каналов 74

Иванов А.В.
Исследование и моделирование параболической антенны ku-диапазона 80

CONTENT

COMMUNICATIONS

Ananev A.V., Katrusha A.N.
Comparative estimation radiocommunication possibilities with unmanned aerial vehicles in HF and VHF ranges for half-closed and closed path of radio-wave propagation 4

Akishin V.A.
Customer experience in the cognitive model of operator's network management 10

Pshenichnikov A.V.
The model of multidimensional frequency phase manipulated signal structure of noise immunity radio links 16

NAVIGATION TECHNOLOGIES

Chirov D.S., Lobov E.M.
Choice of signal-code constructure for the command-telemetry radio communication line with medium and long range unmanned aerial vehicles 21

Averkiev N.F., Bogachev S.A., Vlasov S.A., Zhitnikov T.A., Kulvic A.V.
Analysis of application possibilities of formations of spacecraft in elliptical orbits for earth surface review 29

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

Hlopov B.V., Shashurin V.D., Chucheva G.V., Samoylova V.S., Mityagina A.B.
The possibility research of multiferroidny metamaterials on the basis of opal matrixes to change the parameters under the influence of the external electromagnetic field 38

Dopira R.V., Maslov F.D., Korolev V.V., Sharoglaxo V.B.
Method of acoustic diagnostics of aerial-feeder devices with self-learning neural network 45

COMPUTER SCIENCE

Dushin S.V.
The way to reduce computational complexity of the MCVS algorithm (the minimal correlation of virtual signals) 51

Makhrov S.S., Erokhin S.D.
Analysis of the formation and separation methods of EEG patterns in the recording of signals in the brain-computer interfaces 55

PUBLICATIONS IN ENGLISH

COMPUTER SCIENCE

Abramkina O.A.
Analysis of the effectiveness of the EIGRP routing protocol 60

Alyoshintsev A.V., Bessonova E.V., Sak A.N.
Modeling of the machine translation system for technical texts of the telecommunication field using the object-oriented programming language C # 66

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

Baramykov A.I., Zaitseva I.N.
Analysis of the basic encoding parameters of satellite TV channels 74

Ivanov A.V.
Research and modeling of ku-band parabolic antenna 80

T•Comm
Telecommunications and transport
Volum 11. №10-2017

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

Founder
"Media Publisher", Ltd.

Publisher
Dymkova Svetlana S.
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

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

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

Golovachyov Julius
Managing Consultant Detecon Intarnational GmBH, Germany

Grebennikov Andrey
Ph.D., Sumitomo Electric Europe, United Kingdom

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

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

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

Omel'yanov Georgii A.
PhD, Universidad de Sonora, Department of Mathematics, Hermosillo, Mexico

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

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

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

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

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

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

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

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

© "Media Publisher", 2017

www.media-publisher.ru

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТЕЙ РАДИОСВЯЗИ С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ В ДИАПАЗОНАХ КВ И УКВ ДЛЯ ПОЛУЗАКРЫТЫХ И ЗАКРЫТЫХ ТРАСС РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

Ананьев Александр Владиславович,
Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина", г. Вронеж, Россия,
sasha303_75@mail.ru

Катруша Алексей Николаевич,
Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина", г. Вронеж, Россия,
alexholms@mail.ru

Ключевые слова: *распространение радиоволн, геометрическая теория дифракции, множитель ослабления, беспилотный летательный аппарат.*

Предметом исследования в работе является КВ-радиосвязь с беспилотными летательными аппаратами (БЛА), в том числе функционирующими в составе аэромобильной сети связи. Актуальность работы обусловлена необходимостью повышения устойчивости управления БЛА, что в свою очередь может быть достигнуто за счет увеличения зоны их радиодоступности путем использования КВ-радиосвязи. В отличие от известных работ, в которых рассмотрено использование КВ-радиосвязи для БЛА ионосферной волной, авторами предлагается применение прямой и дифракционной радиоволн. Это позволить улучшить радиодоступность БЛА в ситуациях, когда скачкообразное распространение радиоволн неэффективно, или невозможно, например, в условиях крайнего севера. Целью работы является: оценка реализационных возможностей канала КВ-радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами в области глубокой тени с использованием дифракционной радиоволны. Для достижения поставленной цели в работе предложена методика оценки возможностей организации радиосвязи между БЛА, заключающаяся в расчете глубины снижения БЛА-приемника из исходной точки на заданной частоте относительно глубины снижения на опорной частоте 2500 МГц. Методика основана на геометрической теории дифракции, с использованием которой показан относительный выигрыш по увеличению радиодоступности беспилотных летательных аппаратов для случаев полузакрытой и закрытой трасс распространения радиоволн. Оценка выигрыша по радиодоступности проведена относительно традиционных высокочастотных каналов радиосвязи. Результаты применения предложенной методики подтверждают, что переход в КВ диапазон позволяет существенно увеличить радиодоступность БЛА за счет увеличения глубины снижения за препятствием в десятки раз по сравнению с УКВ диапазоном. Указанные достоинства канала КВ-радиосвязи могут использоваться при организации радиосвязи с БЛА в сложных условиях распространения радиоволн, например в горной местности или в городских кварталах. На полузакрытых трассах, когда приемник находится в зоне полутени выигрыш в увеличении глубины снижения незначителен, однако при переходе приемника в зону глубокой тени дифракционные способности радиоволн КВ диапазона проявляются в большей степени и выигрыш существенно возрастает. Таким образом, разработка аппаратуры КВ-радиосвязи прямой и дифракционной волной с БЛА является актуальной.

Информация об авторах:
Ананьев Александр Владиславович, *докторант, к.т.н., Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина", г. Воронеж, Россия*
Катруша Алексей Николаевич, *доцент, к.т.н., Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина", г. Воронеж, Россия*

Для цитирования:
Ананьев А.В., Катруша А.Н. Сравнительная оценка возможностей радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами в диапазонах КВ и УКВ для полузакрытых и закрытых трасс распространения радиоволн // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 4-9.

For citation:
Ananev A.V., Katrusha A.N. (2017). Comparative estimation radiocommunication possibilities with unmanned aerial vehicles in HF and VHF ranges for half-closed and closed path of radio-wave propagation. *T-Comm*, vol. 11, no.10, pp. 4-9. (*in Russian*)

Введение

Применение беспилотных летательных аппаратов (БЛА) становится неотъемлемой частью выполнения целевых задач в различных областях жизнедеятельности человека: картографирование местности, видеонаблюдение, зондирование Земли, наблюдение за критически важными объектами, ведущиеся, в том числе в боевых условиях. Актуальность задействования БЛА обусловлена снижением рисков и материальных затрат при решении аналогичных задач с использованием пилотируемых воздушных судов. В то же время эксплуатация БЛА связана с проблемой затрудненного обмена данными по причине отсутствия радиовидимости между отдельными БЛА и пунктами управления полетом из-за существования высоких препятствий (жилых и технических сооружений, гор, деревьев и др.) и сферичности земной поверхности. Поэтому устойчивость информационного обмена с БЛА является не менее важным качеством эксплуатации комплексов БЛА, даже по отношению к таким, как летные свойства самих БЛА.

По мнению ряда авторов [1, 2] в интересах повышения устойчивости радиообмена с БЛА представляет интерес разработка каналов декаметрового диапазона волн, которая в свою очередь сталкивается с рядом проблем, таких как конформное размещение ДКМВ антенн и эффективная работа в режиме передачи. Также необходимо отметить, что известные работы, посвященные ДКВМ каналам БЛА объединяет использование для радиосвязи ионосферных радиоволн, в то время как КВ-радиосвязь при скачкообразном распространении там, где она особенно нужна, а именно в условиях крайнего севера [3] практически невозможна.

Частичное разрешение озвученной проблемы возможно на основе разработке каналов связи с беспилотными летательными аппаратами дифракционной волной в КВ-диапазоне.

Цель работы*: оценка реализационных возможностей канала КВ-радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами в зонах радиотени с использованием дифракционной волны*.

Синтез и оценка целесообразности применения каналов КВ-радиосвязи прямой и дифракционной волной многогранна должна решаться как многокритериальная задача [4]. Одним из критериев многокритериальной оценки, в рамках обозначенных условий, а именно повышение устойчивости управления за счет расширения зоны радиодоступности логично принять относительное увеличение глубины погружения за препятствие по отношению к другим диапазонам радиосвязи с БЛА, определяемое дифракционными свойствами радиоволн.

Рассмотрим случай полузакрытой трассы для клиновидного препятствия, представленный на рис. 1, где обозначено: I – точка нахождения БЛА, передающего радиосигнал; II – равноудаленная точка местонахождения БЛА-приемника, относительно клиновидного препятствия и БЛА-передатчика; III – точка снижения БЛА принимающего радиосигнал, на уровень h_1 относительно высоты препятствия для фиксированного значения уровня напряженного на входе приемного устройства для канала радиосвязи на частоте 2500 МГц; IV – точка снижения БЛА принимающего радиосигнал, на уровень h_2 относительно высоты препятствия для фиксированного значения уровня напряженного на входе приемного устройства для канала радиосвязи на ином значении частоты по отношению к 2500 МГц, S_1 и S_1 – расстояние от БЛА-передатчика и БЛА-приемника до точки дифракции соответственно, h' – высота подъема БЛА относительно уровня земли, равная высоте клиновидного препятствия. Трасса является полузакрытой при размещении БЛА-приемника в точке I. При увеличении h_1 приемник постепенно переходит в зону глубокой тени.

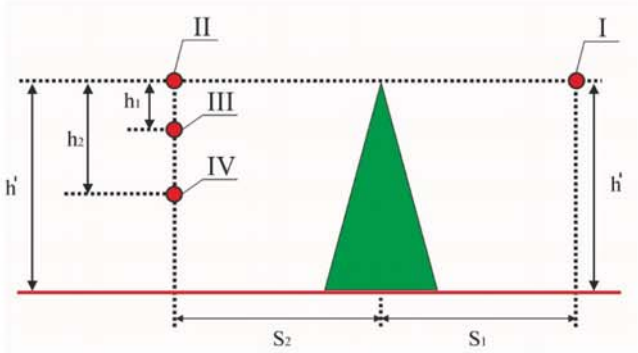


Рис. 1. Взаимное расположение объектов для случая полузакрытой исходной трассы

Также рассмотрим случай закрытой трассы для клиновидного препятствия, представленный на рис.2, где введены обозначения, аналогичные рис.1, за исключением: h_0 – глубины снижения БЛА-передатчика относительно высоты препятствия. В данном случае трасса является закрытой даже при размещении БЛА-приемника в исходной точке II.

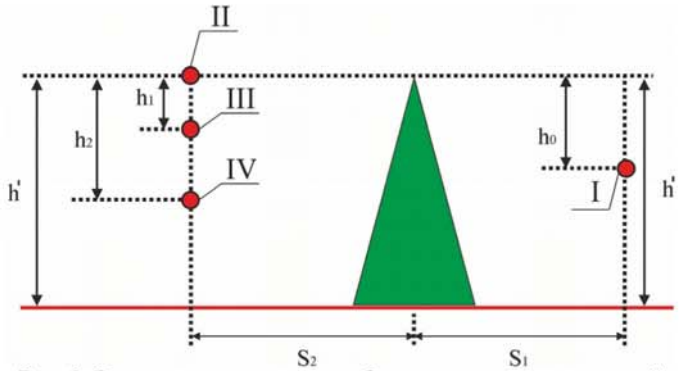


Рис. 2. Взаимное расположение объектов для случая закрытой исходной трассы

Для сравнения дифракционных возможностей радиоканалов на различных частотах необходимо оценить напряженность электрического поля в точке приема за препятствием. Выражение для напряженности поля дифракционной волны имеет вид [5]:

$$E = \frac{\sqrt{30 P_{прд} G}}{r_0} D A_D e^{-ikr_0},$$

где $P_{прд}$ – мощность, подводимая к передающей антенне; G – коэффициент усиления передающей антенны; D – коэффициент дифракции; k – волновое число; A_D – коэффициент, зависящий от геометрии трассы и определяемый выражением [6]

$$A_D = \sqrt{\frac{r_0}{r_{1,2}\left(r_0 + r_{1,2}\right)}},$$

где $r_0, r_{1,2}$ – расстояние от передающей и приемной антенн до точки дифракции соответственно, определяемые из геометрии трассы $r_0 = \sqrt{S_1^{\,2} + h_0^{\,2}}$, $r_{1,2} = \sqrt{S_2^{\,2} + h_{1,2}^{\,2}}$.

Напряженность поля в свободном пространстве равна [7]

$$E_0 = \frac{\sqrt{30 P_{прд} G}}{R} e^{-ikR},$$

где R – кратчайшее расстояние между передающей и приемной антеннами, определяемое из геометрии трассы $R = \sqrt{(S_1 + S_2)^2 + (h_0 - h_1)^2}$.

Тогда для множителя ослабления относительно свободного пространства [7] можно записать

$$F = \frac{|E|}{|E_0|} = DA_D \frac{R}{r_0} \qquad (1)$$

Для частного случая, когда препятствие находится посреди трассы распространения радиоволн ($S_1 = S_2$) на значительном удалении от передатчика и приемника ($S_1 >> h_{0,1,2}$) выражение (1) упрощается и принимает вид

$F = 2DA_D$.

Таким образом, множитель ослабления зависит от дифракционной способности радиоволн.

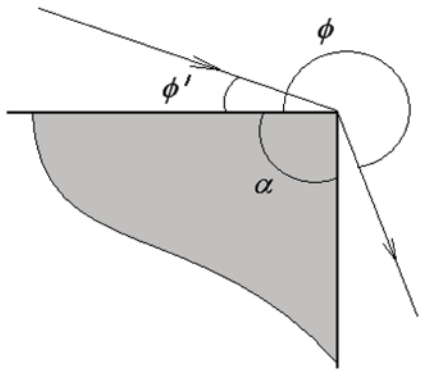


Рис. 3. Геометрия задачи дифракции на диэлектрическом клине

При нахождении коэффициента дифракции воспользуемся решением задачи дифракции плоской волны на диэлектрическом клине [8]

$$D = D_1 + D_2 + R(\psi)\left(D_3 + D_4\right),$$

где

$$D_1 = -\frac{e^{-j(\pi/4)}}{2n\sqrt{2\pi k}} ctg\left(\frac{\pi + \left(\varphi - \varphi'\right)}{2n}\right) \times F\left(kLa^{+}\left(\varphi - \varphi'\right)\right),$$

$$D_2 = -\frac{e^{-j(\pi/4)}}{2n\sqrt{2\pi k}} ctg\left(\frac{\pi - \left(\varphi - \varphi'\right)}{2n}\right) \times F\left(kLa^{-}\left(\varphi - \varphi'\right)\right),$$

$$D_3 = -\frac{e^{-j(\pi/4)}}{2n\sqrt{2\pi k}} ctg\left(\frac{\pi + \left(\varphi + \varphi'\right)}{2n}\right) \times F\left(kLa^{+}\left(\varphi + \varphi'\right)\right),$$

$$D_4 = -\frac{e^{-j(\pi/4)}}{2n\sqrt{2\pi k}} ctg\left(\frac{\pi - \left(\varphi + \varphi'\right)}{2n}\right) \times F\left(kLa^{-}\left(\varphi + \varphi'\right)\right),$$

$$F(x) = 2j\sqrt{x}\int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-ju} du \text{ для } x > 0,$$

$$F(x) = F^{*}\left(|x|\right) \text{ для } x < 0,$$

$$a^{\pm}\left(\varphi, \varphi'\right) = 2\cos^2\left(\frac{2\pi n N^{\pm} - \left(\varphi \pm \varphi'\right)}{2}\right),$$

φ и φ' – угол дифракции и падения волны соответственно, $N^{\pm}$ – целое число, максимально удовлетворяющее двум уравнениям

$2\pi n N^{+} - \left(\varphi \pm \varphi'\right) = \pi$, $2\pi n N^{-} - \left(\varphi \pm \varphi'\right) = -\pi$,

$n = \frac{2\pi - \alpha}{\pi}$, α – внутренний угол клина;

$R(\psi)$ – коэффициент отражения, $\psi = \psi(\varphi)$ – угол между нормалью к грани клина и направлением дифракционного луча, определяемый из условий:

$$\begin{cases} \psi(\varphi) = 0{,}5\pi - n\pi + \varphi, & 0{,}75\pi \le \varphi < n\pi \\ \psi(\varphi) = 0{,}5\pi - \varphi, & 0 < \varphi < 0{,}75\pi \end{cases}.$$

На рисунке 4 представлены зависимости множителей ослабления для полузакрытой трассы от глубины снижения h_1. Зависимости получены при следующих исходных данных $S_1 = S_2 = 10$ км, $h_0 = 0$ м. На рисунке 5 представлены зависимости дифракционного выигрыша, определяемого относительно множителя ослабления, рассчитанного для частоты 2500 МГц.

Анализ рисунков 4 и 5 показывает, что при размещении БЛА-приемника в точке II (полузакрытая трасса) выигрыш в ослаблении отсутствует, так как множитель ослабления не зависит от частоты и равен 6 дБ. При снижении БЛА-приемника и переходе в зону тени различие в множителях ослабления растет и достигает существенных значений при h > 200 м, причем в диапазоне КВ выигрыш составляет 20 дБ и более.

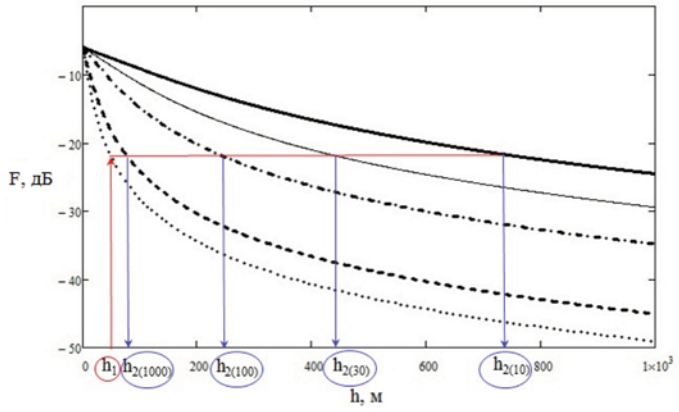


Рис. 4. Зависимости множителя ослабления от глубины погружения приемника за препятствие для полузакрытой трассы

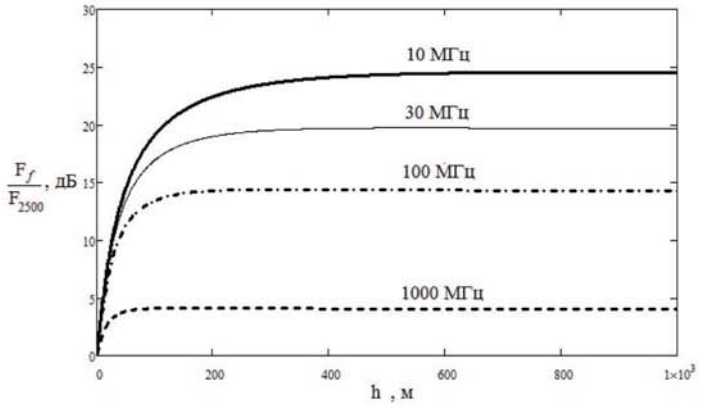


Рис. 5. Зависимости дифракционного выигрыша от глубины погружения приемника за препятствие для полузакрытой трассы

Однако оценка возможностей радиосвязи с БЛА в коротковолновом диапазоне на основе сравнения множителей ослабления недостаточно наглядна. В связи с этим для практических оценок предлагается сравнивать глубину снижения БЛА-приемника в различных диапазонах частот. При этом предполагается, что при смене частоты меняется только дифракционная способность радиоволн, а характеристики приемного и передающего устройства остаются неизменными.

Порядок сравнительной оценки следующий.

1. Задаются частоты для сравнения дифракционных свойств, в работе приняты следующие значения: F = 2500 МГц – опорная частота; F = 1000 МГц, F = 100 МГц, F = 30 МГц, F = 10 МГц – сравниваемые частоты.
2. Задаются расстояния до препятствия S_1 и S_1.
3. Для каждого из заданных значений частот рассчитываются зависимости (4), представленные на рис. 4
4. На основе определяются глубины h_2 для сравниваемых частот относительно опорной. Для этого фиксируется значение множителя ослабления для опорной частоты F=2500 МГц на глубине h_1 и с использованием зависимостей рис.4, определяются уровни h_2 для сравниваемых частот.

На рисунке 6 представлены зависимости $h_2(h_1)$ для частот, выбранных для сравнения.

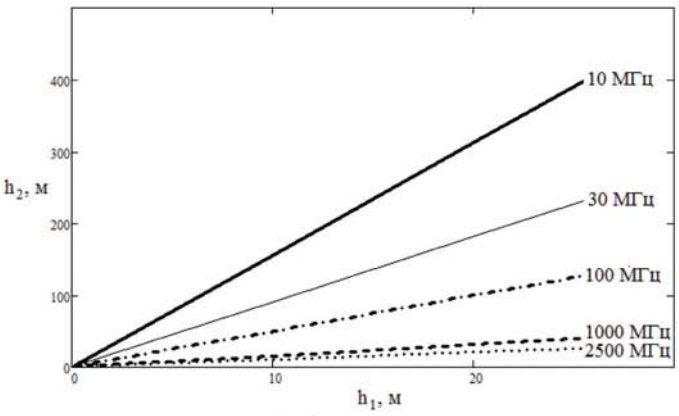


Рис. 6. Зависимости $h_2(h_1)$ для случая полузакрытой трассы

Анализ зависимостей рисунка 6 показывает, что с понижением частоты существенно увеличиваются возможности организации связи за препятствием. Это обусловлено частотной зависимостью множителя ослабления на полузакрытой и закрытой трассе распространения радиоволн. Причем на полузакрытой трассе когда $h_0 = 0$ м и $h_1 = 0$ м (приемник в точке II) выигрыш отсутствует, так как для такой трассы коэффициент ослабления не зависит от частоты. При переходе в зону тени выигрыш от использования радиоволн более низкочастотного диапазона значительно возрастает. При достижении h_1 значения десятков метров выигрыш в глубине снижения, определяемый как отношение h_2 к h_1 достигает 8 и 15 раз для частот КВ диапазона 30 и 10 МГц соответственно.

Аналогичные расчеты, произведенные для случая закрытой трассы при $h_0 = 50$ м, представлены в виде графиков на рис. 7-9.

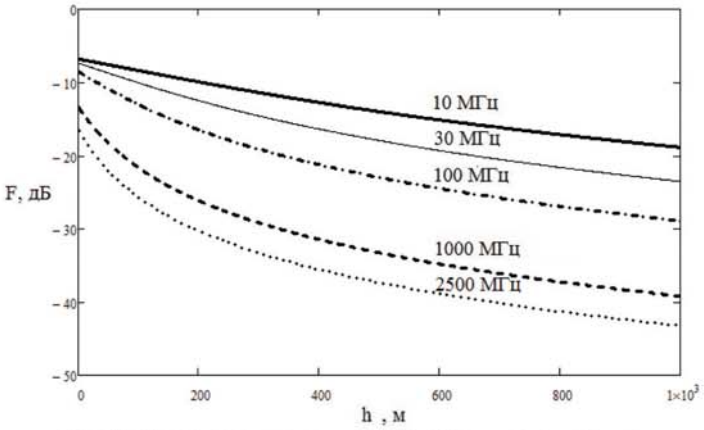


Рис. 7. Зависимости множителя ослабления от глубины погружения приемника за препятствие для закрытой трассы

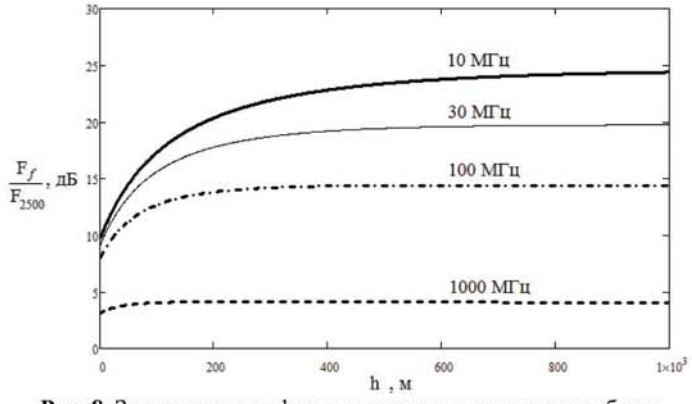


Рис. 8. Зависимости дифракционного выигрыша от глубины погружения приемника за препятствие для закрытой трассы

Из рисунков 7, 8 видно, что уже при размещении БЛА-приемника в исходной точке II наблюдается выигрыш при переходе на более низкие частоты, что позволяет увеличить глубину снижения в КВ диапазоне до 400 и 700 м на частотах 30 МГц и 10 МГц соответственно. Это обусловлено тем, что в начальной точке приемник находится в зоне радиотени, где начинают проявляться дифракционные свойства радиоволн.

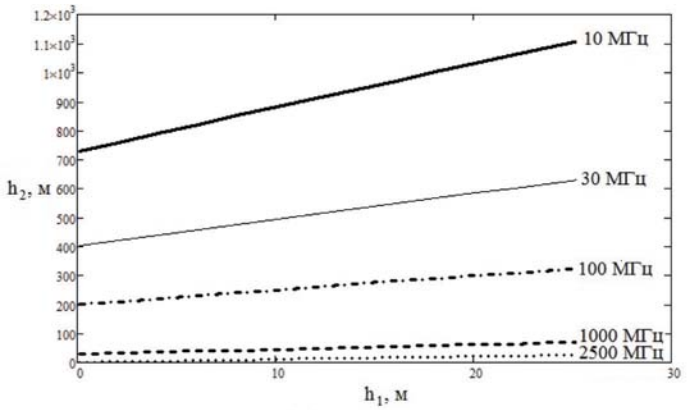


Рис. 9. Зависимости $h_2(h_1)$ для случая закрытой трассы при $h_0 = 50$ м

Так на частоте 10 МГц дифракционный выигрыш в при $h = 0$ м составляет 10 дБ (рис. 8). Очевидно, что такой запас позволяет существенно увеличить h_2. При достижении h_1 значения нескольких десятков метров выигрыш в глубине снижения, определяемый как отношение h_2 к h_1 достигает 20 и 40 раз для частот КВ диапазона 30 и 10 МГц соответственно.

Выводы

1. На основе геометрической теории дифракции для классической трассы распространения радиоволн с клиновидным препятствием, моделирующим горный хребет, рассчитаны множители ослабления, вносимого препятствием в коротковолновом и ультракоротковолновом диапазоне длин волн, для типовой задачи организации радиосвязи между двумя БЛА.

2. Предложена методика оценки возможностей организации радиосвязи между БЛА, заключающаяся в расчете глубины снижения БЛА-приемника из исходной точки на заданной частоте относительно глубины снижения на опорной частоте 2500 МГц.

3. Показано, что переход в КВ диапазон позволяет существенно увеличить возможности БЛА по увеличению глубины снижения в десятки раз по сравнению с УКВ диапазоном. На полузакрытых трассах, когда приемник находится в зоне полутени выигрыш в увеличении глубины снижения незначителен, однако при переходе приемника в зону глубокой тени дифракционные способности радиоволн КВ диапазона проявляются в большей степени и выигрыш существенно возрастает. Таким образом, организация радиосвязи с БЛА в КВ диапазоне наиболее эффективна при нахождении БЛА-приемника в зоне радиотени и может использоваться в условиях горной местности или при наличии на трассе распространения радиоволн препятствий в виде городских кварталов или лесных массивов.

Литература

1. *Войткевич К.Л., Сулима А.А., Зац П.А.* Проблемы построения канала управления беспилотными летательными аппаратами на основе ДКМВ-радиолинии // Электросвязь. №7. 2014. С. 9-11.

2. *Кореванов С.В., Казин В.В.* Анализ проблем эксплуатации навигационных систем беспилотных летательных аппаратов на высоких широтах // Научный вестник МГТУ ГА. №201. 2014. С. 31-34.

3. *Благовещенский Д.В., Мальцева О.А., Анишин М.М.* Использование КВ-радиосвязи в высоких широтах // Техника радиосвязи. №4(27). 2015. С. 5-13.

4. *Ананьев А.В., Змий Б.Ф., Кащенко Г.А.* Модернизация бортовых приемо-передающих систем беспилотных летательных аппаратов на основе эволюционного подхода // Радиотехника. 2016. № 8. С. 46-49.

5. *Боровиков В.А., Кинбер Б.Е.* Геометрическая теория дифракции. М.: Связь, 1978. 248 с.

6. *Zhang W.* A wide-band propagation model based on UTD for cellular mobile radio communications // IEEE Transactions on Antennas & Propagation. 1997. V.45. №11. Pp. 1669-1678.

7. *Калинин А.И., Черенкова Е.Л.* Распространение радиоволн и работа радиолиний. М.: Связь, 1971. 440 с.

8. *Son H.-W., Myung N.-H.* A deterministic ray tube method for microcellular wave propagation prediction model // IEEE Transactions on Antennas & Propagation. 1999. V.47. №8. Pp. 1344-1350.

COMPARATIVE ESTIMATION RADIOCOMMUNICATION POSSIBILITIES WITH UNMANNED AERIAL VEHICLES IN HF AND VHF RANGES FOR HALF-CLOSED AND CLOSED PATH OF RADIO-WAVE PROPAGATION

Alexander V. Ananev, *Military educational-scientific center of Military-air forces "Military-air academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and JU.A.Gagarin", Voronezh, Russia, sasha303_75@mail.ru*

Alexey N. Katrusha, *Military educational-scientific center of Military-air forces "Military-air academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and JU.A.Gagarin", Voronezh, Russia, alexholms@mail.ru*

Abstract

An object of research in operation is the shortwave communication with unmanned aerial vehicles (UAV), including functioning as a part of an aeromobile communication network. The operation urgency is caused by necessity of increase of stability of control UAV that can be in turn reached at the expense of magnification of a zone of their radio availability by shortwave communication usage. Unlike known operations in which usage of a shortwave communication for UAV is considered by sky wave, authors application of a direct wave is offered. It to allow to refine radio availability UAV in situations when spasmodic radio propagation is is ineffective, or it is impossible, for example, in the conditions of the Extreme North. The operation purpose is: an estimation of implementational possibilities of the channel of a shortwave communication with unmanned aerial vehicles with usage of a diffraction radio-wave. For object in view achievement in operation the technique of an estimation of possibilities of the organization of a radio service between UAV, consisting in calculation of depth of lowering of the UAV-receiver from originating point on the given frequency concerning depth of lowering on reference frequency 2500 of MHz is offered. The technique is based on the geometrical theory of diffraction with which usage the relative scoring on magnification of radio availability of unmanned aerial vehicles for cases of the half-closed and closed routes of radio propagation is shown.

The scoring estimation on radio availability is led concerning traditional high-frequency channels of a radio service. Results of application of the offered technique confirm that passage in HF a range allows to increase essentially radio availability UAV at the expense of magnification of depth of lowering behind a hindrance in tens times in comparison with VHF a range. The specified advantages of the channel of a shortwave communication can be used at the organization of a radio service with UAV in difficult propagation conditions of radio-waves, for example in mountain terrain or in city quarters. On half-closed routes when the receiver is in a zone of a half-shade a scoring in magnification of depth of lowering it is insignificant, however at receiver passage in a zone of a deep shade diffraction abilities of radio-waves HF of a range are shown in a greater degree and the scoring essentially increases. Thus, development of equipment of a shortwave communication by direct and diffraction wave UAV is actual.

Keywords: *radio wave propagation, geometrical theory of diffraction, attenuation multiplier, unmanned aerial vehicle.*

References

1. Vojtkevich K.L., Sulima A.A., Zac P.A. (2014). *Problems of creation of control link unmanned aerial vehicles on the basis of the HF-radio line*. Moscow. Jelektrosvjaz', no. 7, p.p. 9-11. (*in Russian*)
2. Korevanov S.V., V.V. Kazin (2014). *The analysis of problems of maintenance of navigation systems of unmanned aerial vehicles at high latitudes*. Moscow. The scientific bulletin of MGTU GA. No. 201. Pp. 31-34 (*in Russian*)
3. Blagoveshhenskij D.V., Mal'ceva O.A., Anishin M.M. (2015), Shortwave communication usage in high latitudes. *Tehnika radiosvjazi*. No. 4(27). Pp. 5-13. (*in Russian*)
4. Anan'ev A.V., Zmij B.F., Kashhenko G.A. (2016). Upgrade of onboard priemo-transferring systems of unmanned aerial vehicles on the basis of the developmental approach. *Radiotehnika*. No. 8. Pp. 46-49. (*in Russian*)
5. Borovikov V.A., Kinber B.E. (1978). *The geometrical theory of diffraction*. Moscow. Svjaz'. 248 p. (*in Russian*)
6. Zhang W. (1997). A wide-band propagation model based on UTD for cellular mobile radio communications. *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*. Vol. 45. No. 11. Pp. 1669-1678.
7. Kalinin A.I., Cherenkova E.L. (1971). *Radio propagation and operation of radio frequency spectral lines*. Moscow. Svjaz', 440 p. (*in Russian*)
8. Son H.-W., Myung N.-H. (1999). A deterministic ray tube method for microcellular wave propagation prediction model. *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*. Vol.47. No. 8. Pp. 1344-1350.

Information about authors:

Alexander V. Ananev, *doctoral candidate, Cand.Tech.Sci., Military educational-scientific center of Military-air forces "Military-air academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and JU.A.Gagarin", Voronezh, Russia*

Alexey N. Katrusha, *the senior lecturer, Cand.Tech.Sci., Military educational-scientific center of Military-air forces "Military-air academy of a name of professor N.E.Zhukovsky and JU.A.Gagarin", Voronezh, Russia*

ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИЙ ОПЫТ В КОГНИТИВНОЙ МОДЕЛИ УПРАВЛЕНИЯ СЕТЬЮ ОПЕРАТОРА СВЯЗИ

Акишин Владимир Андреевич,
СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
ООО "НТЦ АРГУС", Санкт-Петербург, Россия,
v.akishin@argustelecom.ru

Ключевые слова: *клиентский опыт, CEM, OSS, лояльность, отток, когнитивные карты.*

Работа с лояльностью и удержанием клиентов является одной из первостепенных задач в рамках современной парадигмы развития телекоммуникационного рынка. Текущая конкурентная ситуация на рынке телекоммуникационных услуг заставляет компании работать в ситуации, когда большинство клиентов уже распределено по операторам связи, что, в свою очередь, увеличивает стоимость привлечения каждого нового клиента. Данные обстоятельства заставляют операторов связи корректировать вектор своего развития в сторону клиента и его удовлетворенности, в частности компании все активнее внедряют в свои бизнес-процессы концепцию Customer Experience Management – управление клиентским опытом. Customer Experience Management (CEM) – концепция, развивающая уже ставший классическим подход CRM (Customer Relationship Management) и включающая в себя совокупность процессов, методов и технологий, ориентированных на управление впечатлениями, которые клиент получает в процессе взаимодействия с компанией. При этом клиентский опыт – это многомерное понятие, формирующееся на основе большого количества факторов, которые, в свою очередь создают у клиента некоторую совокупность ощущений и впечатлений на протяжении всего его жизненного цикла. Факторами, формирующими клиентский опыт, могут быть различные аспекты деятельности телекоммуникационного оператора, в том числе качество и возможности клиентского сервиса, уровень развития каналов коммуникации с клиентом, корректное выполнение операционных KPI сотрудниками компании, технические характеристики сети и так далее. Становится очевидным, что только агрегация и совокупный анализ всех этих факторов может позволить операторам выстроить грамотную клиент-ориентированную стратегию развития. В рамках данной работы автор предлагает вариант построения функциональной модели (на основе когнитивной карты), которая позволяет описывать корреляцию различных факторов формирующих клиентский опыт в рамках деятельности оператора связи. Описываемая функциональная модель базируется на основе стандартов, предложенных международной организацией TM Forum, а также с учетом текущего опыта и практики развития инфокоммуникационной среды отечественного оператора связи.

Информация об авторе:
Акишин Владимир Андреевич, *аспирант кафедры ИКС СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, старший системный аналитик ООО "НТЦ АРГУС", Санкт-Петербург, Россия*

Для цитирования:
Акишин В.А. Пользовательский опыт в когнитивной модели управления сетью оператора связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 10-15.

For citation:
Akishin V.A. (2017). Customer experience in the cognitive model of operator's network management. *T-Comm*, vol. 11, no.10, pp. 10-15. (*in Russian*)

Актуальность исследования

Для любого Оператора на современном рынке телекоммуникаций одной из первоочередных задач является работа с лояльностью и удержанием абонентов. Реалии рынка телекоммуникационных услуг заставляют компании работать в ситуации, когда большинство абонентов уже обслуживаются тем или иным Оператором связи, что, в свою очередь, увеличивает стоимость привлечения каждого нового абонента. В этих условиях реальным драйвером роста для Оператора становится грамотная работа с существующими абонентами, в том числе персонализация взаимодействия, оптимизация существующих регламентов и процедур общения с абонентами, анализ обратной связи о работе сервиса и Оператора в целом [1]. Подобная ситуация заставляет Операторов связи заниматься изучением и внедрением в процесс взаимодействия с пользователями концепции Customer Experience Management – управление пользовательским опытом.

Customer Experience (пользовательский опыт) – понятие, включающее в себя совокупность всех ощущений и впечатлений, получаемых пользователем в процессе взаимодействия с Оператором на протяжении всего жизненного цикла, начиная от поиска информации об услуге и до окончания ее использования. Определение термина Customer Experience Management можно сформулировать как совокупность процессов, методов и технологий, позволяющих отслеживать, анализировать и влиять на пользовательский опыт.

На текущий момент существует две актуальные проблемы на стыке концепции Customer Experience Management (CEM) и прикладной области телекоммуникаций. Во-первых, не существует формальной модели, которая позволит количественно определить как на пользовательский опыт могут влиять невыполнение KPI в рамках операционных процессов, некачественный сервис и различные характеристики сети оператора связи. А во-вторых, само понятие «Пользовательский опыт» является достаточно абстрактным, т.е. не формализованы факторы, влияющие на него.

Постановка задачи

Целью данного исследования является имплементация понятия пользовательского опыта в различные аспекты управления сетью телекоммуникационного Оператора и, в частности, создание функциональной модели, описывающей формальную корреляцию пользовательского опыта и факторов, характеризующих эксплуатационную деятельность Оператора связи и количественные показатели его сети. Развитием данной функциональной модели будет создание когнитивной карты, дающей количественную оценку взаимосвязям между управляющими и целевым фактором модели. Создание подобной когнитивной карты позволяет разработать научно обоснованные рекомендации управляющим звеньям оператора связи, которые позволят формировать ориентированную на пользователей стратегию развития Оператора связи и решать прикладные вопросы при ежедневном взаимодействии с абонентами.

На данный момент когнитивное моделирование, являясь новым и перспективным направлением современной теории поддержки и принятия решений. Оно уже зарекомендовало себя как один из наиболее эффективных методов повышения управления в организационных, социально-экономических и политических системах. Задача когнитивного моделирования состоит в выявлении факторов, характеризующих проблемную область моделирования, определении взаимосвязей и степени взаимовлияния одних факторов на другие путем рассмотрения причинно-следственных цепочек с последующим представлением собранной информации в виде когнитивной карты [2].

В рассматриваемом в статье случае процесс разработки когнитивной модели управления сетью телекоммуникационного Оператора состоит из последовательности взаимосвязанных шагов: выделение предметной области, проведения SWOT и PEST анализа бизнес-процессов Оператора, выделение наиболее важных факторов, оказывающие различные по степени, характеру и периодичности влияния на эффективность работы телекоммуникационной компании [3].

В результате анализа формируется проблемное поле в виде совокупности базисных факторов. Когнитивное отображение бизнес-процессов телекоммуникационного Оператора осуществляется в виде когнитивной карты — взвешенного ориентированного графа

$G = \langle V, E \rangle$,

где V – множество вершин; $V_i \in V$, $i = 1, 2, \ldots, k$; E – множество дуг.

Дуга $e_{ij} \in E$, $i, j = 1, 2, \ldots, n$ соединяет вершины графа, которые соответствуют базисным факторам бизнес-процессов телекоммуникационного Оператора, наиболее значимым для управления проблемой. Влияние факторов может быть положительным, отрицательным или нулевым.

Стандарты и тезисы для исследования

Постановка целей исследования предполагает, что в искомой когнитивной модели за целевой фактор следует принять некоторое композитное значение пользовательского опыта, которое характеризует некоторый совокупный показатель качества работы телекоммуникационного Оператора именно с точки зрения его абонентов.

Как уже было сказано выше, уровень пользовательского опыта формируется как совокупность впечатлений и ощущений, получаемых пользователями от взаимодействия с Оператором связи на различных этапах жизненного цикла (Customer Journey). Соответственно, общая оценка должна формироваться из набора составляющих значений пользовательского опыта на всех этапах жизненного цикла. При этом следует учитывать, что приобретенный на одном из этапов пользовательский опыт влияет не только на целевой показатель, но и на уровень пользовательского опыта на смежных этапах жизненного цикла этого пользователя.

Исходя из данного тезиса, следует, что для точной оценки общего уровня Customer Experience, деятельность оператора связи необходимо оценивать на различных этапах жизненного цикла. На текущий момент в области телекоммуникаций принято выделять следующие этапы жизненного цикла пользователя:

- Be Aware – осведомленность;
- Interact – начало взаимодействия;
- Choose – выбор телекоммуникационной услуги;
- Consume – потребление услуги;
- Manage – управление услугой;
- Pay – платежи;

- Renew – обновление соглашения на использование услуги;
- Recommend – рекомендации;
- Leave – окончание использования.

На каждом из описанных выше этапов у пользователя формируются впечатления или опыт – Customer Experience. Такой опыт может быть как положительным, так и отрицательным, но в любом случае опыт каждого этапа оказывает влияние на поведение, склонность к оттоку и лояльность пользователя на других этапах. Отсюда следует вывод, что в рамках каждого этапа необходимо уметь отследить, проанализировать пользовательский опыт и далее правильным образом на него повлиять.

Для того описания функциональной зависимости пользовательского опыта от различных эксплуатационных аспектов деятельности оператора связи необходимо ввести формальные критерии его оценки на каждом из этапов – управляющие факторы для когнитивной карты.

В качестве управляющих факторов для модели предлагается использовать рекомендации TM Forum. В 2015 году, организация TM Forum формализовала набор вычисляемых метрик, позволяющих комплексно оценивать пользовательский опыт на различных этапах Customer Journey, используя для этого данные, получаемые из OSS/BSS среды Оператора связи [4, 5].

Выбор метрик TM Forum в качестве управляющих факторов для когнитивной модели управления пользовательским опытом обусловлен:

- серьезной экспертизой TM Forum в части выделения и анализа данных метрик. Возможность практического получения данных для расчета метрик из OSS/BSS среды оператора связи;
- возможностью создавать проекции метрик на предоставляемую сервисную платформу и используемые технологии;
- наличие проекции метрик на различные этапы жизненного цикла пользователя, что соответствует исходной постановке задачи исследования.

Подобная декомпозиция управляющих факторов позволяет определить, то, как в количественном эквиваленте на пользовательский опыт влияют стандартизированные показатели эксплуатации сети, такие как задержка при решении пользовательского инцидента, потеря пактов в процессе предоставления VPN канала, количество отказов сети, средняя пропускная способность каналов и т.п.

Проведенное исследование

В рамках проводимого исследования, в качестве управляющих факторов когнитивной модели были выбраны 42 метрики (из четырехсот, предлагаемых TM Forum), характеризующие пользовательский опыт на четырех этапах жизненного цикла: Choose, Consume, Manage, Pay.

Критериями выбора именно этих метрик является:

- проведенные автором исследования наличия данных для расчета обозначенных метрик в OSS/BSS комплексах нескольких отечественных Операторов связи;
- ориентация на существующие и актуальные сервисы и технологии отечественных Операторов связи.

Выбранные метрики представлены в табл. 1.

Таблица 1

Управляющие факторы для когнитивной модели

Этап жизненного цикла пользователя	Идентификатор метрики TM Forum (управляющий фактор в КК)	Метрика	Назначение метрики
1. Choose	CH-C-1	Customers Acquired	Used to evaluate the trend of customer growth and whether referral occurred
	CH-C-3	Orders Successful	Used to evaluate the popularity of Product and Service Plan IDs and sales performance across all Channels
	CH-C-11	Hours to Deliver, from Request to Delivery	Used to measure delivery performance
	CH-C-38	Service Activations Successful	Used to measure efficiency of Service Activation process
	CH-F-2	% Orders of Enquiries	Used to measure the channel efficiency in terms of order to enquiry ratio
	CH-F-25	Seconds per Account Activation, from Request to Activation	Used to measure efficiency of Account Activation process
2. Consume	CO-C-4	Seconds per Call Origination, from CM Service Request to Alerting	Used to measure Voice Service performance
	CO-C-7	% Calls Dropped Perceived	Used to measure Voice Service performance
	CO-C-8	% Call Good Voice Quality	Used to measure Voice Service performance
	CO-C-15	% TCP Connect Success	Used to measure media streaming experience
	CO-C-18	% Streaming Response Success	Used to measure media streaming experience
	CO-C-22	% Streaming Sessions Disconnected	Used to measure media streaming experience Streaming Disconnection indicates the number of times for which a user stops playing a multimedia file due to poor quality of the sound or image and the number of times for which the file stops unexpectedly due to network disconnection. Media Type may not be known
	CO-E-7	Product Subjective Score (Enterprise)	Used to measure the user experience of a specific product The First Month flag enables the Enterprise Customer's initial feelings about the product to be tracked.
	CO-E-10	Network Security Subjective Score (Enterprise)	Used to measure the user experience of the security solution
	CO-F-1	Network NPS	Used to measure the customer's perception of the network service

			NPS = % of promoters (9-10 in likely to recommend scale) – % of detractors (0-6 in likely to recommend scale)
	CO-F-5a	Voice Service Subjective Score	Used to measure the customer's perception of the voice service
	CO-F-5b	Data Service Subjective Score	Used to measure the customer's perception of the data service
	CO-F-7	Service Interruptions	Used to measure service availability
	CO-C-102	# Seconds per Call Origination, from "all digits received" to Alerting	Used to measure Voice Service performance
	CO-C-104	% Bandwidth Utilisation	Used to measure Data Service usage (Bandwidth Used/Bandwidth Available)
	CO-C-107	# Minutes Between Service Interruptions - Minimum	Used to measure service unavailability. A small gap between service interruptions may indicate that a single user activity is interrupted multiple times – this would have a big impact on customer experience.
	CO-E-100	# ms SDH Peer-to-Peer Transfer Delay - Mean	Used to measure SDH performance
	CO-E-102	% Packets Lost	Used to measure VPN performance For use with leased lines.
	CO-E-104	# ms Transfer Delay - Mean	Used to measure VPN performance For use with leased lines.
3. Manage	M-C-2a	# Seconds Manage Profile Service	Used to measure the performance across channels for the Manage Profile/Service This is from the customer's perspective.
	M-C-5	# First Contact Resolutions	Used to measure the performance of support channels
	M-C-6a	Incidents Resolved	Used to measure the performance of Incident resolution
	M-C-6c	Incidents Due Closure	Used to measure the performance of Incident resolution
	M-C-9a	# Minutes to Resolve Incident, from Incident Opened to Incident Resolved	Used to measure the performance of Incident resolution
	M-C-11	Unresolved Incidents – Smelly Fish	Used to measure the performance of Incident resolution
	M-C-12	# Repeat Contacts	Used to measure the performance of Incident resolution. A repeat contact indicates that the customer is becoming impatient for resolution.
	M-E-10	# Maintenance Notifications Violated	Measures performance of Maintenance process for enterprise customers.
	M-E-11	Customer Service Manager Subjective Score – General Support	This metric measures the customer's satisfaction with the general support of the Customer Service Manager. The capture period may be adjusted on a per-customer basis
	M-F-3	Support Hotline Subjective Score – Manage Service/Profile	Used to measure the perceived experience of the assistance provided by the Support Hotline when requesting service/profile changes
	M-F-8	Online Channel Subjective Score – Receive Help	Used to measure the perceived experience of using the Online Channel to seek help with a problem.
	M-F-23	% Service Configurations Failed	Used to measure efficiency of Service Configuration process
	M-F-24	# Minutes per Service Configuration, from Request to Configuration	Used to measure efficiency of Service Configuration process
4. Pay	P-C-3	% Top-Up Success	Used to measure the Top-Up success rate, and identify channels with faults
	P-C-3a	# Seconds Top-Up	Used to measure the performance of top-up channels
	P-C-9	% Bills Incorrect	Used to measure experience of billing function
	P-E-4	Bill Satisfaction Subjective Score (Enterprise)	Used to measure the experience of billing
	P-F-5	Top-Up Satisfaction Subjective Score	Used to measure the customers view of the top-up process.

В основе построения функциональной модели положен тезис, что каждая из описанных метрик может влиять на показатель Customer Experience в рамках определенного этапа жизненного цикла, а также на значение других метрик в рамках данного этапа жизненного цикла, но при этом не может влиять на целевое значение CE напрямую.

Далее необходимо оценить, как управляющие факторы коррелируются между собой и как влияют на целевой фактор. Как уже было отмечено в постановке задачи, влияние факторов может быть положительный, отрицательным и нулевым:

- положительное влияние (+)-данное значение характеризует наличие влияния фактора А на фактор Б, при условии, что изменение в большую сторону значения фактора А влечет за собой изменение в большую строну значения фактора Б, и наоборот, изменение в меньшую сторону значения фактора А влечет за собой изменение в меньшую сторону значение фактора Б;

Таблица 2

Матрица взаимовлияния факторов когнитивной модели

Влияющий фактор (вер.)/ управляемый фактор (гор.)	M-C-2a	M-C-5	M-C-6a	M-C-6c	M-C-9a	M-C-11	M-C-12	M-E-10	M-E-11	M-F-3	M-F-8	M-F-23	M-F-24	Целевой
M-C-2a		-	0	0	0	0	0	0	0	-	-	+	+	-
M-C-5	0		0	0	0	0	-	0	+	+	0	0	0	+
M-C-6a	0	+		0	0	-	-	0	+	+	+	0	0	+
M-C-6c	0	0	+		-	-	-	0	+	+	+	0	0	+
M-C-9a	0	0	0	-		+	+	0	-	-	0	0	0	-
M-C-11	0	-	-	-	+		+	+	-	-	-	+	0	-
M-C-12	0	+	0	0	0	0		0	-	-	-	0	0	-
M-E-10	0	0	0	0	0	0	+		-	-	-	0	0	-
M-E-11	0	+	0	0	0	0	0	0		0	0	0	0	+
M-F-3	0	+	0	0	0	0	0	0	+		0	0	0	+
M-F-8	0	0	0	0	0	0	0	0	+	+		0	0	+
M-F-23	+	-	0	0	0	0	0	0	-	-	-		0	-
M-F-24	+	-	0	0	0	0	0	0	-	-	-	+		-

- отрицательное влияние (-)-данное значение отражает влияние фактора А на фактор Б, при условии, что изменение в большую сторону значения фактора А повлечет за собой изменение в меньшую сторону фактора Б, и наоборот, изменение в меньшую сторону фактора А повлечет за собой увеличение значения фактора Б;
- нулевое влияние (0)-данное значение отражает отсутствие взаимовлияния (отношения причинности) фактора А на фактор Б.

Для наглядности связь факторов можно рассмотреть в виде матрицы взаимовлияния. В таблице 2 представлена матрица взаимовлияния управляющих факторов этапа Manage жизненного цикла пользователя.

Далее управляющие и целевые факторы, а также их корреляцию можно представить в виде когнитивной карты моделируемой области – рис. 1. На когнитивной карты визуализировано влияние управляющих факторов друг на друга, влияние управляющих факторов на значение показателя пользовательского опыта в рамках жизненного цикла, а также влияние на целевой фактор – композитный показатель пользовательского опыта.

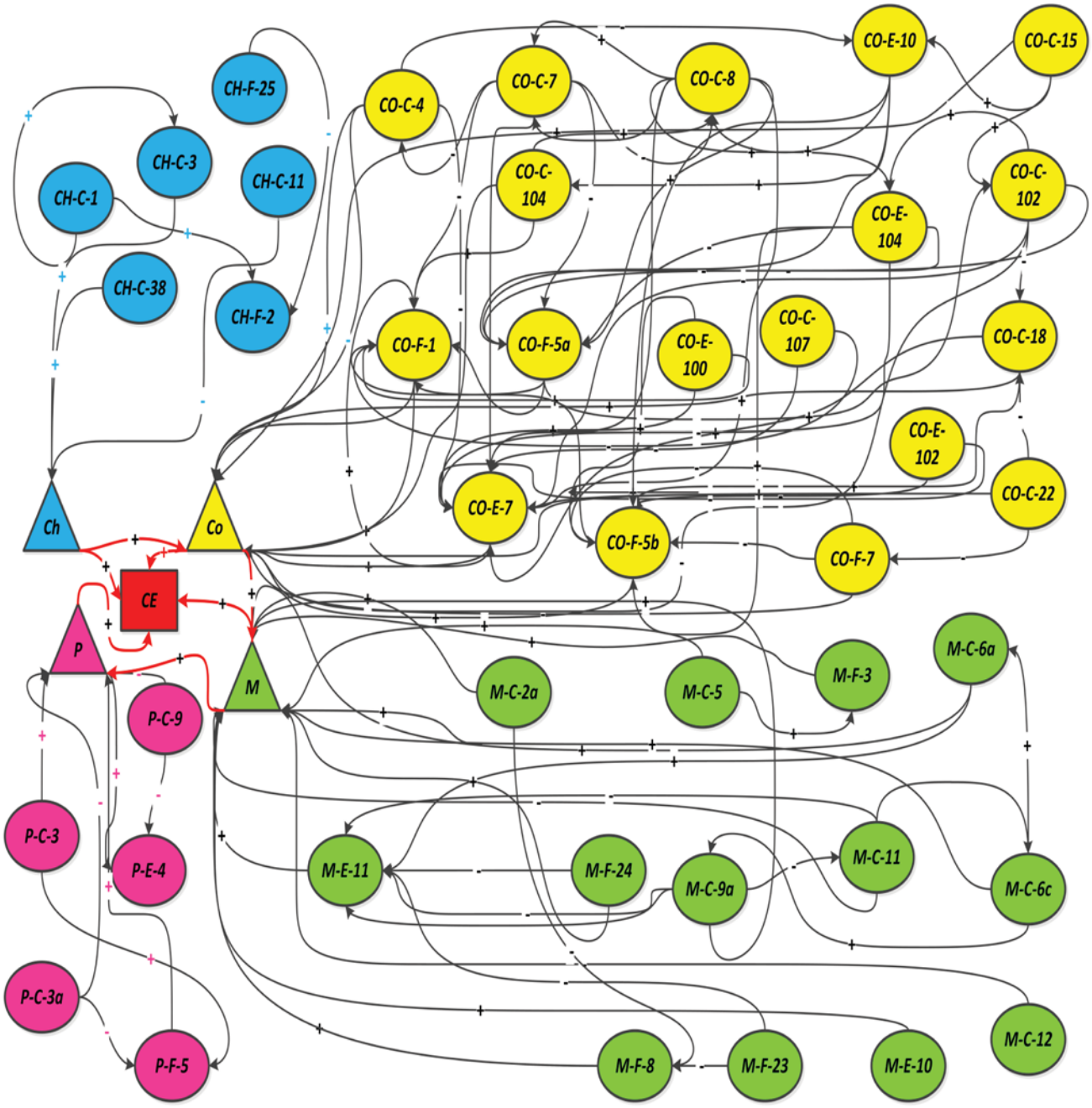


Рис. 2. Функциональная карта моделируемой области

Выводы и перспективы исследования

В рамках исследования описана формальная функциональная модель для когнитивной карты зависимости пользовательского опыты от факторов эксплуатационных процессов оператора связи и различных характеристик сети. В качестве основных тезисов исследования были приняты утверждения о том, что пользовательский опыт – это многомерный композитный параметр, формирующийся на различных этапах жизненного цикла пользователя. В качестве управляющих факторов предложенной модели был использованы метрики – рекомендации TM Forum.

Развитием данной модели автор видит два основных направления:

- интенсивное развитие, а именно статистическая оценка корреляции целевых и управляющих факторов модели, что позволит делать количественные заключения об изменении целевого фактора при подаче определенного возмущения на управляющие;
- экспансивным развитие, т.е. дальнейшая функциональная декомпозиция модели. В частности анализ пользовательского опыта в рамках определенной сервисной платформы, технологии предоставления сервиса, сегмента пользователей, а также анализ пользовательского опыта в проекции на различные каналы общения с пользователями.

Литература

1. *Ланкевич К., Хабаев Н., Скоринов М.* OSS комплекс как инструмент контроля лояльности пользовательов оператора связи // T-Comm: Телекоммуникации и Транспорт. 2015. С. 36-38.
2. *Пожарский Н., Лихачев Д., Кисляков С.* Использование когнитивных карт и нечёткой логики в разработке OSS/BSS решений для операторов связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. Т. 10. №12. 2016.
3. *Маренко М., Мальцева М.* Применение когнитивного моделирования для анализа проблем малого бизнеса // Известия Иркутской государственной экономической академии. № 6. 2015. Т. 25.
4. TM FORUM. GB962A_Lifecycle_Metrics_R15.0.1. TM Forum; Декабрь, 2015.
5. Enhanced Telecom Operations Map (eTOM) GB921: Concepts and Principles Release 8.0, TM Forum (2009).

CUSTOMER EXPERIENCE IN THE COGNITIVE MODEL OF OPERATOR'S NETWORK MANAGEMENT

Vladimir A. Akishin, *"RTC Argus", St. Petersburg, Russia, v.akishin@argustelecom.ru*

Abstract

Today customer loyalty and churn rate are one the most important issues for telecom operators. Realities of the telecommunications market force companies to operate in a situation when the majority of customers have already divided among different telecom service providers. This situation makes telecom operators implement Customer Experience Management concept into their processes. Customer experience is a concept that includes a set of impressions that a customer receives from interaction with telecom operator. But nowadays, there isn't any formal model describing how the customer experience is formed in the specifics of the operator's activity, in particular how the network characteristics, the quality of the provided service, the level of development of the OSS landscape and other aspects of the telecommunications environment can influence it. The paper considers a variant of a functional model, which is based on a cognitive map model. The model describes how customer experience can be influenced by different operations KPI and network characteristic. The functional model is based on the TM Forum recommendations.

Keywords: *customer Experience, CEM, OSS, loyalty, churn rat, cognitive maps.*

References

1. Lankevich K., Habaev N., Skorinov M. (2015). OSS complex as a tool to control customer loyalty. *T-Comm*. Pp. 36-38.
2. Pozharsky N., Lankevich D., Kislyakov S. (2016). Cognitive maps and fuzzy logic to develop of OSS/BSS solutions for Telecom Service Provider. *T-Comm*. Vol. 10, No. 12.
3. Marenko M., Maltseva M. (2015). Cognitive modeling application for analyzing small businesses problems. *Izvestiya of Irkutsk State Academy of Economics*. No. 6. Vol. 25.
4. TM FORUM. GB962A_Lifecycle_Metrics_R15.0.1. TM Forum; December 2015.
5. Enhanced Telecom Operations Map (eTOM) GB921: Concepts and Principles Release 8.0, TM Forum (2009).

Information about author:

Vladimir A. Akishin, *senior system analyst, "RTC Argus", St. Petersburg, Russia*

МОДЕЛЬ МНОГОМЕРНОЙ ЧАСТОТНО-ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОЙ СИГНАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННЫХ ЛИНИЙ РАДИОСВЯЗИ

Пшеничников Александр Викторович,
Военная академия связи им. маршала Советского Союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия,
siracooz77@mail.ru

Ключевые слова: *модель сигнальной конструкции, преднамеренное воздействие, частотно-временные матрицы.*

В качестве предмета исследования выбраны модели сигнальных конструкций помехозащищенных цифровых линий радиосвязи. Цель работы – повышение устойчивости функционирования сетей радиосвязи с подвижными объектами. В работе показаны недостаточные свойства устойчивости к воздействию преднамеренных помех известных многопозиционных сигнальных конструкций. На основе требований, предъявляемым к современным линиям радиосвязи, обоснована актуальность решения задач синтеза многопозиционных сигналов. Для решения формализованных задач применены методы тории сигналов, систем, статистической радиотехники, помехозащиты радиолиний. В целях обеспечения структурной скрытности формируемой сигнальной конструкции предложено использование частотно-временных матриц. Показаны недостатки формируемых таким образом сигналов. Разработаны технические решения по снижению требований к параметрам радиоканала. Отличительной особенность разработанных сигнальных конструкций является кодирование элементами импульсной битовой последовательности рабочими частотами радиолинии. На основе аналитических моделей доказаны свойства повышенной структурной скрытности формируемых сигналов. С использованием методов параллельного использования частотного ресурса разработаны предложения по повышению свойств помехоустойчивости многочастотной сигнальной конструкции. На основе методов имитационного моделирования проведена оценка ее эффективности. Показаны высокие потенциальные свойства помехоустойчивости многочастотных параллельных сигналов. Обоснованы ограничения их практического применения. С позиций системы преднамеренного деструктивного противодействия показана модель радиолинии как радиосистемы со случайным изменением девиации частоты многопозиционного сигнала. Для устранения структурного признака формируемого сигнала предложена модуляция рабочих частот. В качестве модуляционного формата обосновано применение помехоустойчивой двукратной фазовой манипуляции. Особенностью формирования сигнала является внесение случайного значения изменения фазы в процессе модуляции, кратной значению разности фаз в многофазной сигнальной конструкции. Формализован процесс формирования разработанной сигнальной конструкции. Показано, что для системы преднамеренного деструктивного противодействия разработанная модель эквивалентна многопозиционному сигналу фазовой манипуляции с программной перестройкой рабочей частоты. Обоснована модель деструктивного преднамеренного воздействия на ресурсы такой радиолинии. На основе данной модели проведен эксперимент по передачи информации в радиолинии, определены показатели ее эффективности. Сделан вывод о расширении спектра формируемой сигнальной конструкции. Показаны ограничения практической реализации разработанной многопозиционной частотно-фазоманипулированной сигнальной конструкции. Определены направления дальнейших исследований.

Информация об авторе:
Пшеничников Александр Викторович, *Военная академия связи им. маршала Советского Союза С.М. Буденного, докторант кафедры радиосвязи, к.т.н., доцент, Санкт-Петербург, Россия*

Для цитирования:
Пшеничников А.В. Модель многомерной частотно-фазоманипулированной сигнальной конструкции помехозащищенных линий радиосвязи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 16-20.

For citation:
Pshenichnikov A.V. (2017). The model of multidimensional frequency phase manipulated signal structure of noise immunity radio links. *T-Comm*, vol. 11, no.10, pp. 16-20. (*in Russian*)

Введение

Проблема обеспечения устойчивого функционирования сетей радиосвязи с подвижными объектами, расположенными на транспортной базе, была и остается достаточно актуальной. Учитывая целевое предназначение таких сетей, важным критерием на этапе их проектирования является учет деструктивного преднамеренного воздействия на их ресурсы.

Единого подхода к решению формализованного таким образом задач не существует. Это обусловлено сложностью четкой формализации системы деструктивного противодействия (СПДП) [1]. Анализ современных подходов проектирования современных комплексов радиосвязи показывает, что приоритет в данной области отдается методам, обеспечивающим повышением информационной скорости передачи информации в цифровых линиях радиосвязи ЦЛРС [2]. Основой технических решений проектирования таких радиосистем, как правило, является применение многопозиционных сигнальных конструкций (СК). Теоретические аспекты синтеза моделей многопозиционных СК с повышенной помехоустойчивостью, а также методы их формирования отражены в работах [3-6]. Вместе с тем, ограничением практической реализации разработанных решений является деструктивное влияние преднамеренных помех на эффективность функционирования ЦЛРС [7]. В первую очередь, это обуславливается известной структурой формируемых СК.

В результате открываются предпосылки к обоснованию способа преднамеренного деструктивного воздействия, основанного на использовании имитационных помех, близких по своей структуре к СК, что существенно снижает устойчивость функционирования радиокомплексов. В условиях информационного противоборства применение такого рода помех СПДП видится очевидным. Поэтому решение задач формирования многопозиционных структурно-скрытых СК является весьма важным при проектировании сложных систем радиосвязи.

Модель многомерной частотной конструкции

Искомые решения могут быть получены на основе совместного применения методов теории сигналов, теории систем, методологических основ построения помехозащищенных комплексов [8-11]. За основу методов помехозащиты ЦЛРС выберем алгоритмы технической реализации частотно-временных матриц (ЧВМ) [9, 11]. Отметим, что применение ЧВМ предъявляют повышенные требования к модели канала радиосвязи, в частности, к параметрам широкополосности антенн [12]. Для уменьшения предъявляемых требований в качестве модуляционного формата при формировании сигнальной конструкции выберем многопозиционную частотную манипуляцию.

Агрегирование выбранных методов представим в виде следующей совокупности формализованных способов:

1. Информационная битовая последовательность (ИБП) разбивается на блоки из k бит.
2. За каждой комбинацией битов информационного блока в текущий момент времени по случайному закону закрепляется рабочая частота ЦРЛС.
3. Осуществляется излучение рабочей частоты в соответствии с сформированной согласно п. 2 ЧВМ.
4. После передачи информационного блока комбинации частот, соответствующие битам информационных блоков изменяются.

Фрагмент ЧВМ такого радиосигнала представлен в табл. 1.

Таблица 1

Фрагмент ЧВМ многочастотного сигнала

время / ИБП	t_1	t_2	…	T
$\underbrace{0\ldots0}_{k}$	f_{15}	f_1	…	f_{17}
0…1	f_5	f_{25}	…	f_{35}
…	…	…	…	…
1…1	f_m	f_{m-6}	…	f_2

Из анализа фрагмента ЧВМ, представленного в табл. 1, следует, что функциональная модель ЦЛРС, использующей разработанный вид сигнала, наиболее близка к радиолинии с медленной ППРЧ с MFSK (Multiple Frequency Shift Keying), у которой за время работы на одной частоте передается k элементов ИБП. При условии

$$f_i >> \Delta F, \quad (1)$$

где f_i – рабочая частота радиолинии, $i = 1,2,\ldots,m$; ΔF – сдвиг частот *MFSK;* значением ΔF можно пренебречь. Тогда вероятность передачи комбинации из k элементов ИБП на любой из m частот радиолинии в текущий момент времени (P_k) может быть вычислена как

$$P_k = \frac{1}{m} \quad (2)$$

Для разработанной модели СКК значение P_k представим исходя из определения вероятности совместных событий

$$P_k = \frac{1}{M} \cdot \frac{1}{C_m^M}, \quad (3)$$

где $M = 2^k$ – позиционность СКК; C_m^M – количество комбинаций из M по m.

Зависимость значения вероятности P_k от количества рабочих частот радиолинии приведена на рис. 1. Критерий выбора рабочих частот приведен в [13].

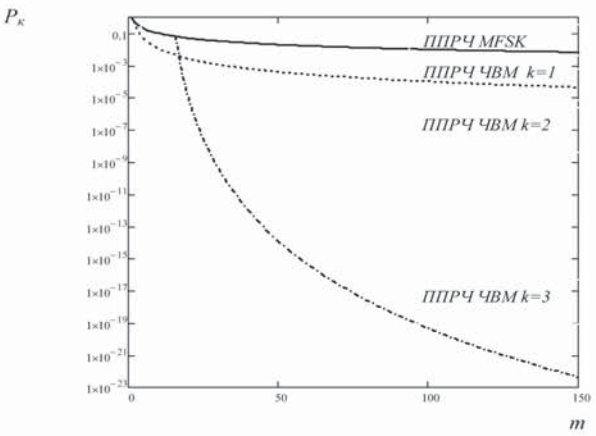


Рис. 1. Зависимость вероятности P_k от количества рабочих частот

Из анализа результатов, представленных на рис. 1, следует, что с ростом позиционности СКК значение вероятности передачи комбинации элементов ИБП на рабочей частоте

ЦЛРС значительно уменьшается, в то время как известная модель радиолинии ППРЧ с MFSK инвариантна значению k. Данное свойство разработанной СКК определяет повышенные свойств скрытности передаваемой таким видом сигнала ИБП.

Существенным ограничением предлагаемого подхода формирования помехозащищенной модели СК является ухудшение ее помехоустойчивости с ростом позиционности (M). Действительно, модель разработанного сигнала на приемной стороне после свертки сигнала в частотной области с достаточной точностью может быть представлена моделью MFSK, свойством которой является увеличение вероятности символьной ошибки с ростом M [9].

Однако, при неудовлетворительной помехоустойчивости СК в разработанной модели может быть применена модель быстрой ППРЧ. При этом передача одной комбинации ИБП осуществляется последовательно на n частотах за период времени $n\tau$, в текущий момент времени излучается одна частота. Поэтому с позиций скрытности структуры сигнальной конструкции ($B_{стр}$) модель СК не изменяется.

При условии, что элемент ЧВМ, используемый для кодирования комбинации ИБП, может быть восстановлен по одной из n частот, элемент ИБП будет принят неправильно с вероятностью $P_M = P^n$, где P – вероятность ошибочного приема элемента сигнала MFSK . Воспользуемся значением верхнего предела величины P [9]

$$P < \frac{M-1}{2}\exp\left(-\frac{E_b(\log_2 M)}{2N_0}\right), \quad (4)$$

где $\frac{E_b}{N_0}$ – отношение энергии бита к спектральной мощности шума.

Учтем, что при такой модели СК для сохранения информационной скорости длина комбинации ИБП, передаваемая элементом ЧВМ должна быть увеличена в n раз, т.е. $M = 2^{kn}$. Таким образом

$$P_M < \left(\frac{2^{kn}-1}{2}\exp\left(-\frac{E_b(\log_2 2^{kn})}{2N_0}\right)\right)^n \quad (5)$$

Для одного элемента ИБП вероятность ошибочного приема элемента сигнала $P_{СКК}$

$$P_{СКК} < kn\left(\frac{2^{kn}-1}{2}\exp\left(-\frac{E_b(\log_2 2^{kn})}{2N_0}\right)\right)^n \quad (6)$$

В таблице 2 представлены результаты математического моделирования с использованием выражения (6), отражающие помехоустойчивые свойства разработанной СКК. При этом полагалось, что $\frac{E_b}{N_0} = 3$ дБ, $k = 4$.

Таблица 2

Зависимость вероятности ошибки элемента СКК от значения *n*

n	1	2	3
$P_{СКК}$	$5{,}49\ 10^{-1}$	$1{,}5\ 10^{-3}$	$2{,}39\ 10^{-5}$

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод, что разработанная модель СК обладает высокой потенциальной помехоустойчивостью. Так, при единичном увеличении длины ЧВМ происходит существенное увеличение помехоустойчивости разработанной модели СК (см. табл. 2).

Модель многомерной частотно-фазоманипулированной сигнальной конструкции

Разработанная модель СК с позиций анализа СПДП по своей структуре может быть идентифицирована как сигнал со случайным изменением девиации рабочей частоты. Устранение данного структурного признака радиосигнала возможно методом дополнительной модуляции рабочих частот. С учетом свойств помехоустойчивости известных модуляционных форматов наиболее целесообразным в этих целях видится выбор сигналов двухпозиционной фазовой манипуляции (ФМ-2) [9].

В этом случае для увеличения свойств структурной скрытности формируемой СК воспользуемся имитацией сигнала многофазной модуляции ФМ-M (M – позиционность сигнала) формирующем модуляционным форматом ФМ-2. Окончательно формирование модели разработанной СК определим в виде следующих технологических операций:

1. Информационная битовая последовательность (ИБП) разбивается на блоки из k+1 бит.

2. За каждой комбинацией из k битов информационного блока в текущий момент времени по случайному закону закрепляется рабочая частота ЦРЛС.

3. На основе значения k+1 бита осуществляется двукратная фазовая манипуляция закрепленной рабочей частоты, причем в процессе манипуляции по случайному закону осуществляется дополнительное изменение фазы формируемого сигнала ФМ-2 на величину кратную шагу изменения фазы многопозиционного сигнала ФМ-M.

4. После излучения сформированного сигнала п. 1-3 повторяются.

Определим разработанную модель сигнала как многомерную частотно-фазоманипулированную сигнальную конструкцию. Фрагмент временного представления разработанной СК показан на рис. 2.

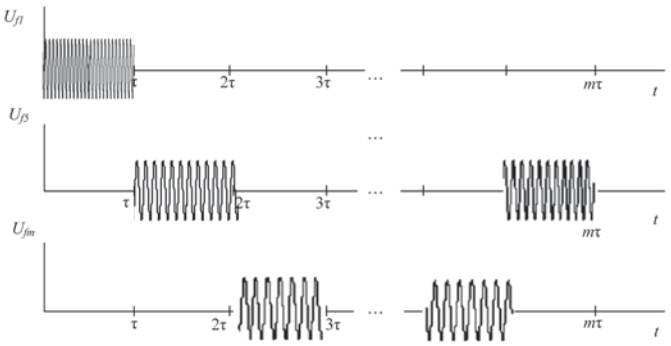


Рис. 2. Фрагмент многомерной частотно-фазоманипулированной СК

Необходимо отметить, что практическое применение разработанной помехозащищенной модели сигнала эффективно в условиях динамически изменяющегося когнитивного воздействия при применении СПДП имитирующих структуру сигнала помех [1]. Данный способ преднамеренного деструктивного воздействия согласно [1] обеспечивает высокое значение энергетической эффективности СПДП.

Поскольку случайное изменение фазы разработанной сигнальной конструкции имитирует функционирование ЦРЛС, использующей сигналы с меньшей помехоустойчивостью, то исходя из критерия минимизации мощности радиоизлучения СПДП формируется излучение уровнем, достаточным для снижения качества передачи информации в ЦЛРС с многофазным сигналом ФМ-*M*, но недостаточным при применении сигналов ФМ-2. С позиций СПДП случайное изменение рабочей частоты, кодирующей ИБП, эквивалентно функционированию радиолинии с ППРЧ, а не ЦЛРС со случайным многочастотным сигналом, что наделяет разработанную модель СК свойствами структурной скрытности.

Аналитически полученные значения эффективности применения разработанной СК могут быть определены из помехоустойчивости многопозиционного сигнала ФМ-*M* как отношение вероятности ошибки имитируемого сигнала и сигнала ФМ-2 [9]:

$$P \approx 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0}} \sin\frac{\pi}{M}\right),$$

Q – функция ошибок, $\frac{E_b}{N_0}$ – отношение энергии бита к спектральной мощности шума; $M = 2^k$ – позиционность СК; k – количество одновременно передаваемых элементов сигнала.

Для оценки свойств разработанной СК на основе модели MatLAB проведен эксперимент по имитации передаче информации в ЦЛРС в условиях воздействия аддитивного белого гауссовского шума. При проведении эксперимента полагалось, что СПДП модель ЦЛРС идентифицирована как радиолиния с ППРЧ с многофазной манипуляцией. На рисунке 3 представлены результаты имитационного моделирования, отражающие свойства помехоустойчивости ЦЛРС.

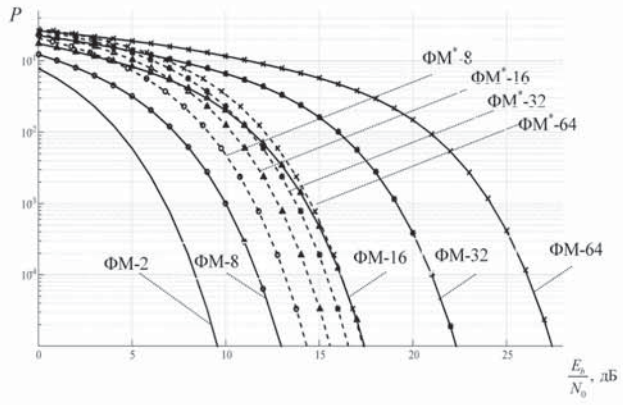


Рис 3. Помехоустойчивость сигналов фазовой манипуляции

Из анализа полученных результатов следует, что введение в радиосигнал избыточного фазового показателя приводит к расширению его спектра в k раз. Так, при имитации излучения ФМ-8 радиосигналом ФМ-2 спектр сигнала увеличивается в три раза, ФМ-16 – в четыре раза и т.д.

В свою очередь, данный факт определяет уменьшение отношения $\frac{E_b}{N_0}$ в ЦЛРС, что эквивалентно сдвигу кривой помехоустойчивости радиосигнала ФМ-2 вправо на величину $10\lg k$ (см. рис. 3). В частности, при фиксированной величине вероятности ошибки в ЛРС $P=10^{-5}$ требуемое отношение $\frac{E_b}{N_0}$ сформированного разработанным методом сигнала составит значение около 13 дБ, что больше, чем у сигнала ФМ-8 на 1 дБ (см. рис. 3), поэтому имитация радиоизлучения ФМ-8 и ФМ-4 не является целесообразной.

Выигрыш по помехоустойчивости может быть получен при имитации радиосигналов большей, чем ФМ-8 позиционности. Действительно, для ФМ*-16 – 2 дБ, ФМ*-32 – 6 дБ, ФМ*-64 – 9 дБ и т.д. (см. рис. 3).

Заключение

Таким образом, модель разработанной СК обладает свойствами многопозиционных СК с повышенными свойствами помехоустойчивости и скрытности структуры радиосигнала. Данное обстоятельство определяет область ее применения в помехозащищенных линиях радиосвязи. Вместе с тем, ограничением применения разработанной модели СК являются свойства радиоканалов, определяющие потенциальную возможность применения сигналов сложной структуры. Исследования свойств разработанной СК в различных моделях радиоканалов выведено автором в область дополнительных исследований.

Литература

1. *Пшеничников А.В.* Интегральная модель радиолинии в конфликтной ситуации // Информация и космос. 2016. № 4. С. 39-45.

2. *Умбиталиев А.А., Пятков В.В., Цыцулин А.К., Левко Г.В.* Статистический анализ и синтез прикладных телевизионных систем // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2015. № 6 (23). С. 4-14.

3. *Дворников С.В., Пшеничников А.В., Манаенко С.С.* Помехоустойчивая модель сигнала КАМ-16 с трансформированным созвездием // Информационные технологии. 2015. Т. 21. № 9. С. 685-689.

4. *Дворников С.В., Пшеничников А.В., Манаенко С.С., Бурыкин Д.А., Кузнецов Д.А.* Теоретические положения повышения помехоустойчивости сигнально-кодовых конструкций квадратурных сигналов // Информация и космос. 2015. № 3. С. 13-16.

5. *Дворников С.В., Кузнецов Д.А., Кожевников Д.А., Пшеничников А.В., Манаенко С.С.* Теоретическое обоснование синтеза ансамбля биортогональных сигналов с повышенной помехоустойчивостью. // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2015. № 5(22). С. 16-20.

6. *Дворников С.В., Пшеничников А.В.* Формирование спектрально-эффективных сигнальных конструкций в радиоканалах передачи данных контрольно-измерительных комплексов // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2017. Т.60. № 3. С. 221-228.

7. *Архипкин В.Я., Мешковский К.А.* Сравнительная помехоустойчивость систем связи с широкополосными и узкополосными сигналами // Информация и космос. СПб.: Связь, 2006. С. 23-27.

8. *Anderson H.S.* Fixed Broadband Wireless System Design. Wiley, 2003. 510 p.

9. *J. Proakis*. Digital communications. 5th. McGraw-Hill, 2008.

10. *L. Franks*. Signal theory. N. J. 1969.

11. Борисов В.И , Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигнала методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты; Под ред. В.И.Борисова. М.: Радио и связь, 2000. 384 с.

12. *Бородулин Р.Ю., Перфилов О.Ю.* Методика энергетической оценки широкополосных антенн. // Антенны. 2017. № 4 (236). С. 14-24.

13. *Пшеничников А.В.* Оценка статистических параметров рабочих частот для модели радиолинии в конфликтной ситуации // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. № 1. Т.11. С. 4-9.

THE MODEL OF MULTIDIMENSIONAL FREQUENCY PHASE MANIPULATED SIGNAL STRUCTURE OF NOISE IMMUNITY RADIO LINKS

Aleksander V. Pshenichnikov, *the Military Academy of Telecommunications, St. Petersburg, Russia, siracooz77@mail.ru*

Abstract

As a subject of research, models of signal structures of noise immunity digital radio communication lines are chosen. The aim of the work is to increase the stability of the functioning of radio communication networks with mobile objects. The paper shows insufficient properties of resistance to the deliberate interference of known multiposition signal structures. Based on the requirements for modern radio communication lines, the urgency of solving the problems of synthesizing multi-position signals is justified. For the solution of formalized problems, methods of the thorium of signals, systems, statistical radio engineering, noise protection of radio links are applied. In order to ensure the structural concealment of the signal structure being constructed, the use of time-frequency matrices is proposed. The shortcomings of the signals thus formed are shown. Technical solutions have been developed to reduce the requirements for the parameters of the radio channel. A distinctive feature of the developed signal structures is the encoding by elements of the pulse bit sequence by operating frequencies of the radio link. On the basis of analytical models, the properties of increased structural stealth of the generated signals are proved. Using the methods of parallel use of the frequency resource, proposals have been developed to improve the noise immunity properties of the multi-frequency signal structure. Based on the methods of simulation, an assessment of its effectiveness was carried out. High potential properties of noise immunity of multifrequency parallel signals are shown. The limitations of their practical application are justified. From the positions of the system of deliberate destructive counteraction, the model of a radio link as a radio system with a random change in the deviation of the frequency of a multiposition signal is shown. To eliminate the structural sign of the generated signal, modulation of operating frequencies is proposed. The use of noise-proof double phase shift keying is justified as the modulation format. The peculiarity of signal formation is the introduction of a random value of the phase change during the modulation process, which is a multiple of the phase difference in the multiphase signal structure. Formation of the developed signal structure is formalized. It is shown that for the system of deliberate destructive counteraction the developed model is equivalent to a multi-position signal of phase manipulation with programmable adjustment of the working frequency. The model of the destructive deliberate impact on the resources of such a radio link is substantiated. Based on this model, an experiment was conducted to transfer information in a radio link, and indicators of its effectiveness were determined. The conclusion is made about the expansion of the spectrum of the signal structure being formed. The limitations of practical realization of the developed multi-position frequency-phase-manipulated signal structure are shown. Directions for further research have been determined.

Keywords: *model of signal structure, intentional influence, frequency-time matrices.*

References

1. Pshenichnikov A.V. (2016). Integral model of a radio link in a conflict situation. *Information and Cosmos*. No. 4. Pp. 39-45.
2. Umbitaliev A.A. Pyatkov V.V., Tsytsulin A.K., Levko G.V. (2015). Statistical analysis and synthesis of applied television systems. *Questions of radio electronics. Series: Technique of television*. No. 6 (23). Pp. 4-14.
3. Dvornikov D.V. Pshenichnikov A.V., Mananaenko S.S. (2015). The interference-resistant model of the KAM-16 signal with a transformed constellation. *Information Technologies*. Vol. 21. No. 9. Pp. 685-689.
4. Dvornikov S.V., Pshenichnikov A.V. Manaenko S.S., Burykin D.A., Kuznetsov D.A. (2015). Theoretical provisions for increasing the noise immunity of signal-code constructions of quadrature signals. *Information and Cosmos*. No. 3. Pp. 13-16.
5. Dvornikov S.V., Kuznetsov D.A., Kozhevnikov D.A. Pshenichnikov A.V., Manaenko S.S. (2015). Theoretical substantiation of the synthesis of an ensemble of biorthogonal signals with increased noise immunity. *Questions of radio electronics. Series: Technique of television*. No. 5 (22). Pp. 16-20.
6. Dvornikov S.V., Pshenichnikov A.V. (2017). Formation of Spectrally Effective Signal Constructions in Radio Channels for Data Transmission of Control and Measuring Systems. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Instrument making*. Vol. 60, No. 3. Pp. 221-228.
7. Arkhipkin V.Y., Meshkovsky K.A. (2006). Comparative noise immunity of communication systems with broadband and narrowband signals. *Information and Cosmos*. Pp. 23-27.
8. Anderson H.S. (2003). Fixed Broadband Wireless System Design. Wiley. 510 p.
9. Proakis J. (2008). *Digital communications*. 5th. McGraw-Hill.
10. Franks L (1969). Signal theory.
11. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E. (2000). *Noise immunity of radio communication systems with spreading of the signal spectrum by the method of pseudo-random adjustment of the operating frequency*. 384 p.
12. Borodulin R.U., Perfilov O.U. (2017). Method for the energy evaluation of broadband antennas. *Antennas*. No. 4 (236). Pp. 14-24.
13. Pshenichnikov A.V. (2017). Estimation of statistical parameters of operating frequencies for a radio link model in a conflict situation. *T-Comm*. No. 1. Vol. 11. Pp. 4-9.

Information about author:

Aleksander V. Pshenichnikov, *the Military Academy of Telecommunications, doctoral radio chair, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, St. Petersburg, Russia*

ВЫБОР СИГНАЛЬНО-КОДОВОЙ КОНСТРУКЦИИ ДЛЯ КОМАНДНО-ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ЛИНИИ РАДИОСВЯЗИ С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ СРЕДНЕЙ И БОЛЬШОЙ ДАЛЬНОСТИ

Чиров Денис Сергеевич,
МТУСИ, Москва, Россия, ***den-chirov@yandex.ru***

Лобов Евгений Михайлович,
МТУСИ, Москва, Россия, ***lobov@srd.mtuci.ru***

Ключевые слова: *беспилотный летательный аппарат, командная линия радиосвязи, широкополосный сигнал, сигнально-кодовая конструкция, модуляция сигнала, сверточный турбокод, бюджет линии связи.*

Рассмотрены вопросы выбора сигнально-кодовой конструкции для командно-телеметрической линии радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами (БЛА) средней и большой дальности. Анализ существующих работ по созданию командно-телеметрических каналов радиосвязи БЛА – наземный пункт управления (НПУ) показал, что, для организации такого канала, как правило, используется узкополосный сигнал высокой мощности. В тоже время, уже достаточно давно при построении цифровых систем радиосвязи активно применяются широкополосные сигналы. Целью статьи является оценка возможности построения широкополосного командно-телеметрического канала радиосвязи БЛА – НПУ, обеспечивающего требуемое качество на дальности до 300 км. Основной проблемой при построении широкополосного командного радиоканала является выбор рациональной сигнально-кодовой конструкции.

В качестве сигнала командной радиолинии предлагается использовать широкополосный сигнал (ШПС) с прямым расширением спектра псевдослучайной последовательность с двухпозиционной фазовой манипуляцией и сверточным турбокодом с относительной кодовой скоростью R = 1/3. Выбор двоичной фазовой модуляции обусловлен тем, что она обладает высокой помехоустойчивостью и имеет наиболее простые схемы частотной и фазовой синхронизации, эффективность которых актуальна в условиях существенных доплеровских сдвигов. Кроме того, при фиксированной технической скорости передачи ШПС с двухпозиционной фазовой манипуляцией обладает наиболее широким спектром, что обеспечивает более точное определение дальности до БЛА и более эффективную борьбу с узкополосными помехами методом их режекции из спектра принимаемого сигнала. Применение сверточного турбокода обеспечивает эквивалентный выигрыш кодирования более 7,5 дБ, на уровне средней вероятности битовой ошибки 10^{-7}.

В зависимости от требуемой технической скорости передачи информации (от 1,2 до 153,6 кбит/с) данная сигнально-кодовая конструкция обеспечивает связь с БЛА на дальностях до 350 км с достоверностью приема данных, соответствующей средней вероятности битовой ошибки порядка 10^{-7}. Линейка скоростей от 1,2 до 153,6 кбит/с позволяет адаптироваться под условия радиоканала и регулировать уровень излучаемой мощности передатчика. Правильность выбора технических решений подтверждается расчетом соответствующего энергетического бюджета радиолинии и проведенным имитационным моделированием с использованием компьютерных моделей.

Информация об авторах:
Чиров Денис Сергеевич, *Московский технический университет связи и информатики, ведущий научный сотрудник, д.т.н., доцент, Москва, Россия*
Лобов Евгений Михайлович, *Московский технический университет связи и информатики, доцент кафедры РТС, к.т.н., Москва, Россия*

Для цитирования:
Чиров Д.С., Лобов Е.М. Выбор сигнально-кодовой конструкции для командно-телеметрической линии радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами средней и большой дальности // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 21-28.

For citation:
Chirov D.S., Lobov E.M. (2017). Choice of signal-code constructure for the command-telemetry radio communication line with medium and long range unmanned aerial vehicles. *T-Comm*, vol. 11, no.10, pp. 21-28. (*in Russian*)

Введение

Беспилотные летательные аппараты (БЛА) в последние два десятилетия активно находят применение в различных отраслях деятельности человека. Это и военное дело [1, 2], и ликвидация чрезвычайных ситуаций [3], ретрансляция данных [4-6] и множество других задач, связанных с мониторингом местности [7-9].

Данное обстоятельство объясняется следующими преимуществами БЛА по сравнению с пилотируемой авиацией:

сравнительно невысокая стоимость БЛА и малые сроки подготовки серийного производства;

меньшие сроки и стоимость подготовки операторов пунктов дистанционного управления БЛА по сравнению с пилотами классических летательных аппаратов;

большие возможности увеличения продолжительности полета.

Основными тенденциями дальнейшего развития беспилотной авиации является повышение интеллектуализации и автономности БЛА. В то же время, даже БЛА обладающий высокой степенью автономности и интеллекта должен иметь возможность дистанционного управления человеком-оператором. Это требование диктуется необходимостью наличия средств контроля за БЛА в условиях экстремальной обстановки или возникновения нештатных ситуаций. Для реализации дистанционного управления необходимо иметь надежный помехозащищенный радиоканал. Наиболее проблемным вопросом в этой области является создание командного канала связи с БЛА средней и большой дальности [10]. Здесь существует два основных подхода, это организация спутникового канала связи или канала связи в УВЧ диапазоне в пределах прямой радиовидимости. У каждого из этих подходов есть свои преимущества и недостатки, которые подробно рассмотрены в [11]. Целью данной статьи является анализ и формирование технического облика командно-телеметрического канала связи БЛА – наземный пункт управления (НПУ) в УВЧ диапазоне.

1. Анализ существующих работ в предметной области

В ряде работ [10-15] проведен анализ требований и обоснование облика командно-телеметрического канала связи. В монографии [12] подробно рассмотрены основные принципы построения командно-телеметрических линий связи между БЛА и наземным пунктом управления. В качестве основных проблем организации дальней связи с БЛА отмечаются значительные ограничения на габариты и вес бортовой аппаратуры, что не позволяет размещать на борту БЛА мощные передающие устройства и крупногабаритные антенные системы.

В [11, 13] предлагается использовать канал связи в диапазоне часто 2,4 ГГц с полосой 20 МГц. Для обеспечения дальности связи до 200-300 км предлагается использовать направленные антенны на борту БЛА. Подробно рассмотрены различные варианты направленных антенных систем, в качестве оптимального выбран вариант с использованием на борту БЛА опорно-поворотной платформы, на которой размещается все приемопередающее оборудование. Такое решение бесспорно увеличивает дальность связи, но приводит к значительному увеличению взлетной массы БЛА.

В работе [14] предлагается организовать канал связи с БЛА с несущей частотой 103 МГц и шириной полосы 0,5 МГц. Рассмотрена классическая схема канала радиосвязи и проведены расчеты, подтверждающие эффективность предложенных решений.

В [15] для построения командно-телеметрического канала связи предлагается использовать узкополосный канал с адаптивным изменением основных параметров системы (вид модуляции, кодирование, скорость передачи данных). Показано, что предложенные решения позволяют обеспечить заданное качество связи на дальностях до 30 км. Для увеличения дальности предлагается повышать коэффициент усиления антенн и использовать энергетически выгодные виды модуляции.

Таким образом, анализ существующих работ по созданию командно-телеметрических каналов радиосвязи БЛА-НПУ показывает, что для организации такого канала, как правило, используется узкополосный сигнал высокой мощности. Данное обстоятельство можно объяснить тем, что для передачи командной и телеметрической информации не требуются высокие скорости. По различным данным [11, 12] скорость передачи данных в командно-телеметрическом канале радиосвязи должна составлять от 5 до 56 кбит/с.

В тоже время, уже достаточно давно при построении цифровых систем радиосвязи активно применяются широкополосные сигналы [16-18]. Широкополосные системы связи (ШСС) обладают следующими преимуществами:

высокая помехозащищенность;

возможность организовать одновременную работу многих абонентов в общей полосе частот при асинхронно–адресном принципе работы системы связи, основанном на кодовом разделении абонентов;

успешная борьба с многолучевым распространением радиоволн путем разделения лучей;

обеспечение совместимости передачи информации с измерением параметров движения объекта в системах подвижной связи;

обеспечение электромагнитную совместимость (ЭМС) ШСС с узкополосными системами радиосвязи и радиовещания, системами телевизионного вещания.

Проведем оценку возможности построения широкополосного командно-телеметрического канала радиосвязи БЛА – НПУ, обеспечивающего требуемое качество на дальности 200-300 км. Требования к качеству канала радиосвязи приведены в табл. 1.

Таблица 1

Требования к командно-телеметрическому каналу радиосвязи БЛА – НПУ

№ п/п	Характеристика	Значение
1	Техническая скорость передачи командной информации с базовой станции на борт (и в обратном направлении)	от 1200 до 153600 бит/с
2	Вероятностью ошибки при отношении сигнал/шум в точке приема не ниже -32 дБ и доплеровском смещении не выше 7,5 кГц с применением помехоустойчивого кодирования	не выше 10^{-7}
3	Вероятностью ошибки при отношении сигнал/шум в точке приема не ниже -26 дБ и доплеровском смещении не выше 7,5 кГц без применения помехоустойчивого кодирования	не выше 10^{-7}
4	Дальность действия	до 300 км

В качестве сигнала используется широкополосный сигнал (ШПС) с прямым расширением спектра псевдослучайной последовательностью (ПСП). Номенклатура выбранных сигнально-кодовых конструкций представлена в табл. 2. Линейка скоростей от 1,2 до 153,6 кбод позволяет адаптироваться под условия радиоканала и регулировать уровень излучаемой мощности передатчика, что является актуальным на ближних дистанциях.

Таблица 2

Номенклатура выбранных сигнально-кодовых конструкций

Техническая скорость, кбод	База ШПС (дБ)	Односторонний спектр выходного сигнала по уровню -3 дБ, МГц
1.2	8192 (39 дБ)	7.5
2.4	4096 (36 дБ)	7.5
4.8	2048 (33 дБ)	7.5
9.6	1024 (30 дБ)	7.5
19.2	512 (27 дБ)	7.5
38.4	256 (24 дБ)	7.5
76.8	128 (21 дБ)	7.5
153.6	64 (18 дБ)	7.5

2. Расчет энергетики командной радиолинии

Для расчета энергетики командной радиолинии воспользуемся следующими выражениями [19]. Мощность сигнала P_c на входе приемника равна:

$$P_c = P_u G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 L_{доп},$$

где P_u – излучаемая мощность, G_1 – коэффициент усиления антенны передатчика, G_2 – коэффициент усиления антенны приемника, λ – длина волны, r – расстояние передачи сигнала, $L_{доп}$ – дополнительные потери, определяемые по формуле:

$$L_{доп} = L_{демод} L_{атм} L_{депол} L_{фидер},$$

где $L_{демод}$ – потери аппаратной реализации, $L_{атм}$ – потери в атмосфере (в том числе при наличии осадков), $L_{депол}$ – потери на деполяризацию сигнала, $L_{фидер}$ – потери на разъемах и в антенно-фидерном тракте. Потери аппаратной реализации представляют собой разность между теоретической эффективностью обнаружения и реально, определяемой несовершенством системы: ошибками синхронизации, уходом частоты, конечными временами нарастания и спада сигналов и конечнозначной арифметикой. Под ошибками синхронизации понимается ошибки в тактовой, частотной и фазовой синхронизации.

Мощность шума (предельная чувствительность приемника) определится выражением:

$$P_ш = kT_э \Delta f_ш = kT_э \mu \Delta f,$$

где $T_э$ – суммарная эквивалентная шумовая температура приемника, $\Delta f_ш$ – шумовая полоса частот приемника, Δf – ширина полосы частот, в которой передается сигнал, $\mu = \Delta f_ш / \Delta f$ – коэффициент пропорциональности шумовой полосы частот и полосы частот сигнала. Тогда отношение сигнал/шум на входе приемника запишется в форме:

$$\frac{P_c}{P_ш} = \frac{P_u G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 L_{доп}}{\mu k T_э \Delta f} \quad (1)$$

Нормированное отношение сигнал/шум E_s / N_0 можно представить в форме:

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{(\mu \Delta f)}{P_ш} P_c T = \frac{P_c}{P_ш} B \frac{\mu \eta \tau}{\tau} = \mu \eta B \frac{P_c}{P_ш},$$

где E_s – энергия, приходящаяся на передаваемый символ, T – длительность ШПС сигнала(длительность информационного символа), $T = B\tau$, B – длина ПСП (база сигнала), τ – длительность символа ПСП, $\Delta f = \eta / \tau$, η – коэффициент пропорциональности между символьной скоростью ПСП и шириной полосы частот, в которой излучается сигнал (обычно принимает значение от 1 до 2). Тогда (1) примет вид:

$$\frac{1}{\mu \eta B} \frac{E_s}{N_0} = \frac{P_u G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 L_{доп}}{\mu k T_э \Delta f},$$

где $\Delta f = \eta / \tau = \eta B / T = B \Delta f_u$, $\Delta f_u = \eta / T$ – информационная (для канальной скорости) полоса частот. Тогда

$$\frac{1}{\eta} \frac{E_s}{N_0} = \frac{P_u G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 L_{доп}}{k T_э \Delta f_u} \quad (2)$$

Как следует из (2), для расчета энергетического бюджета радиолинии достаточно знать нормированное (энергия на символ) отношение сигнал/шум E_s / N_0 и информационную полосу частот Δf_u. При этом, проведенный расчет будет справедлив как для обычных сигналов, так и для ШПС-сигналов (если полоса частот ШПС сигнала расширяется пропорционально числу символов ПСП относительно полосы частот обыкновенного сигнала).

Представив выражение (2) в форме:

$$\frac{1}{\eta} \frac{E_s}{N_0} = \frac{P_u G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 L_{доп}}{k T_э \Delta f_u} = \frac{\frac{E_u}{T} G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 L_{доп}}{k T_э \frac{\eta}{T}}$$

или

$$E_s = E_u G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 L_{доп} \quad (3)$$

В выражении (3) учтено значение $N_0 = kT_э$. Выражение (3) описывает уменьшение энергии сигнала при распространении через радиолинию. Выражение справедливо как для сигналов с прямой модуляцией так и для ШПС сигналов.

Формула для расчета скорости передачи в зависимости от расстояния $R_i(r)$ примет вид:

$$R_i(r) = BPS * \frac{P_u G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 L_{доп}}{kT_э(E_s / N_0(BER))},$$

где BPS – число бит на символ, $E_s / N_0(BER)$ – значение нормированного отношения сигнал/шум (с учетом помехоустойчивого кодирования) в зависимости от заданной средней вероятности ошибки.

Общая формула для расчета энергетического запаса имеет следующий вид:

$$M = \frac{P_u G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 L_{доп}}{kT_э \Delta f_э (E_s / N_0(BER))},$$

где $\Delta f_э$ эквивалентная шумовая полоса; M – энергетический запас системы.

Эквивалентная температура вычисляется по формуле:

$$T_э = T_0(\chi - 1) + nuT_0 + (1 - nu)(T_A + T_{Атм} + T_K + c(T_E + T_{АтмE})),$$

где $T_0 = 290K$ – комнатная температура, χ – коэффициент шума приемника, T_A – температура собственных шумов антенны, из-за наличия потерь в ее элементах, $T_{Атм}$ – яркостная температура атмосферы, T_E – яркостная температура Земли, T_K – яркостная температура космоса, T_E – яркостная температура Земли, $T_{АтмE}$ – яркостная температура, соответствующая шумам атмосферы, отраженным от Земли, c - коэффициент, учитывающий интегральный уровень боковых лепестков [19]. Шумовая температура атмосферы $T_{Атм}$ в диапазоне 1.7 ГГц и 11.7 ГГц не превышает 200 К, аналогичная температура Космоса не превышает 10 К.

Значение яркостной температуры Земли в совокупности с яркостной температурой излучения атмосферы, отраженного Землей, $T_E + T_{АтмE}$ считается равным нормальной температуре 290 К. Коэффициент, учитывающий интегральный уровень боковых лепестков c имеет значение в пределах 0,1…0,4; для расчета будем выбирать наихудшее с точки зрения помехоустойчивости значение 0,4. Собственная шумовая температура антенны не превышает 0,1 К.

Расчет энергетики командной радиолинии проводился по описанной выше методике в среде моделирования Matlab. На рисунках 1 и 2 приведены расчетные кривые энергетического запаса в зависимости от расстояния до БЛА для технических скоростей 1,2 кбит/с (при длине ПСП 8192 символа) и 153.6 кбит/с (при длине ПСП 64 символа).

Из графиков видно, что на расстояниях до 350 км возможна связь с БЛА на технической скорости 1200 бит/с с достоверностью приема данных, соответствующей средней вероятности битовой ошибки порядка 1,0e-7. Режим помехоустойчивого кодирования обеспечивает дополнительный энергетический запас порядка 7,5 дБ.

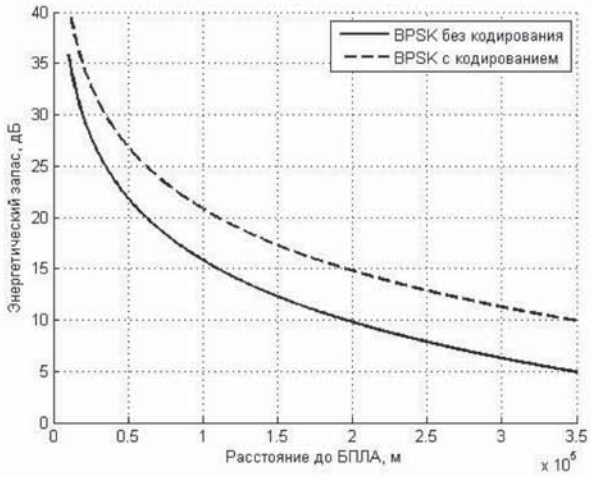


Рис. 1. Зависимость энергетического запаса от расстояния до БЛА при технической скорости 1.2 кбит/с (BER = 1.0e-7)

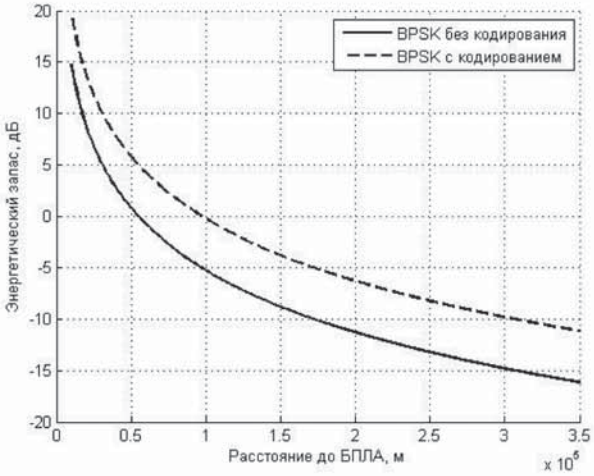


Рис. 2. Зависимость энергетического запаса от расстояния до БЛА при технической скорости 153.6 кбит/с (BER = 1.0e-7)

Режим с наибольшей скоростью (153.6 кбит/с) применим только на относительно малых дальностях до БЛА – не более 100 км.

3. Выбор вида модуляции

В системах с ШПС в силу сложных помеховых условиях в эфире обычно используются наиболее помехоустойчивые виды модуляции, имеющие простые схемы синхронизации и не требующие нормировки фазового созвездия по амплитуде. Перечисленным требованиям отвечают схемы фазовой модуляции [17, 18, 20].

В таблице 3 [21] приведены формулы средней вероятности битовой ошибки и необходимое отношение сигнал/шум для достижения средней вероятности ошибки 10^{-7}.

Таблица 3

Вероятность ошибки на бит для фазовых видов модуляции

Вид модуляции	Средняя вероятность битовой ошибки (BER)	Необходимое ОСШ для BER = 10^{-7}, дБ
BPSK	$Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)$	11,30
Некогерентная DBPSK	$\frac{1}{2}\exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right)$	11,88
Когерентная DBPSK	$2\cdot Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\left(1-Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right)$	11,51
QPSK код Грея	$Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)$	11,30
Когерентная DQPSK при $E_b/N_0 >> 1$	$2\cdot Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)$	11,51
M-PSK код Грея	$\frac{2}{\log_2 M}Q\left(\sqrt{\frac{2E_b\log_2 M}{N_0}\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)$	14,73 (для ФМ-8) 19,24 (для ФМ-16)

В командной радиолинии целесообразно использовать двоичную фазовую модуляцию, как наиболее помехоустойчивую и имеющую наиболее простые схемы частотной и фазовой синхронизации, эффективность которых актуальна в условиях существенных доплеровских сдвигов.

Более того, при фиксированной технической скорости передачи ШПС с BPSK обладает наиболее широким спектром, что обеспечивает более точное определение дальности до БЛА и более эффективную борьбу с узкополосными помехами методом их режекции из спектра принимаемого сигнала.

4. Выбор вида кодирования

Отличительное требование к методам кодирования для командных радиолиний – относительно быстрое декодирование. Это необходимо для минимизации задержки в приеме и обработке команд, передаваемых по радиолинии. Это требованию на более близко соответствуют сверточные коды [21], однако они не позволяют при умеренных аппаратных затратах получить эквивалентный выигрыш кодирования (ЭВК), равный 7.5 дБ на уровне средней вероятности битовой ошибки 10^{-7} (см. рис. 3).

Другим вариантом может быть сверточный турбокод [21], который при некоторых параметрах может обеспечить заданное значение ЭВК при внесении задержки в получение команды, равной обработке одного кодового блока длиной порядка нескольких сотен бит [22, 23].

На рисунке 4 приведены кривые помехоустойчивости сверточного турбокода с относительной скоростью R = 1/3 и длиной блока 256, 512 и 1024 бита.

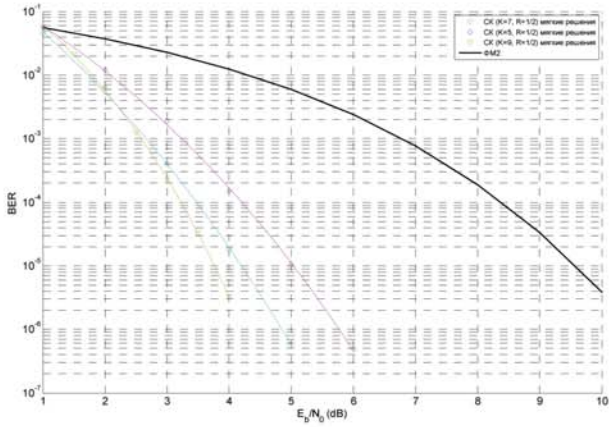


Рис. 3. Результаты моделирования сверточных кодов

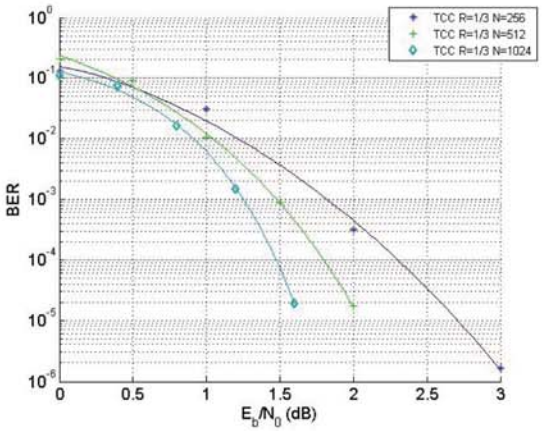


Рис. 4. Кривые помехоустойчивости сверточного турбокода

Результаты моделирования показали, что для командной радиолинии в качестве помехоустойчивого кода целесообразно использовать сверточный турбокод с относительной кодовой скоростью R = 1/3. Кодер сверточного турбокода можно построить на базе двух рекурсивных систематических сверточных кодеров с образующими полиномами G_1 = 13, G_2 = 15 (в восьмеричном формате) [21]. Длина перемежителя кодера турбокода – 512 бит. Указанный код обеспечивает эквивалентный выигрыш кодирования более 7,5 дБ, на уровне средней вероятности битовой ошибки 10^{-7}.

Декодер построен по принципу SISO (Soft Input Soft Output – с мягким входом и с мягким выходом) [21]. Построение SISO декодеров практически сводятся к использованию двух различных алгоритмов декодирования рекурсивных систематических сверточных кодов (RSC) [21], способных вырабатывать мягкие выходные решения о передаваемых информационных символах [21, 24, 25]:

- алгоритм Витерби с мягким входным и выходным решениями (Soft In Soft Out Viterbi Algorithm - SOVA);
- BCJR (L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, J. Raviv) алгоритм (другое название – MAP – Maximum Aposteriory Probability) и его упрощенные реализации log-MAP и max-log-MAP.

В предложенной реализации выбран алгоритм BCJR [24, 25, 26]. Использование данного алгоритма в SISO декодерах позволяет реализовывать характеристики помехоустойчивости турбо кодов, близкие к теоретическим пределам для данных кодов. Результаты моделирования показали, что сложность декодирования (число операций сложения и умножения) по алгоритму SOVA примерно вдвое меньше, чем по max-log-MAP алгоритму, и в четыре раза меньше, чем по алгоритму log-MAP. По достижимой вероятности ошибки алгоритм max-log-MAP эквивалентен модифицированному алгоритму SOVA. Для алгоритмов log-MAP и MAP вероятность ошибки одинакова и минимальна.

Структурные схема кодера и декодера командной линии представлены на рисунках 5 и 6 соответственно. Реализация кодека с такими параметрами на ПЛИС семейства Virtex-6 позволяет добиться пропускной способности до нескольких десятков мегабит в секунду.

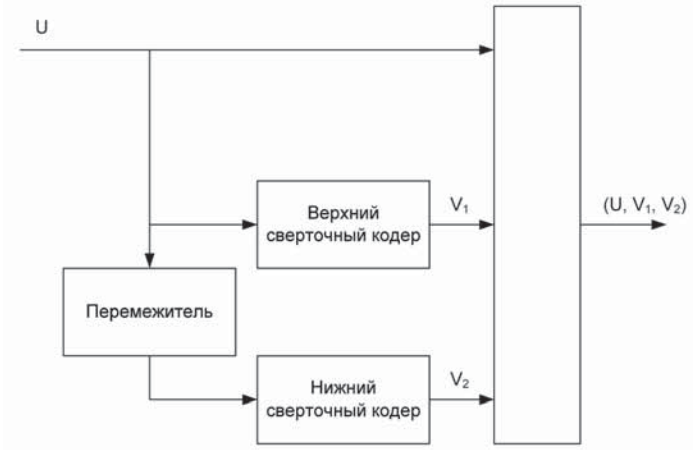


Рис. 5. Структурная схема сверточного турбокодера

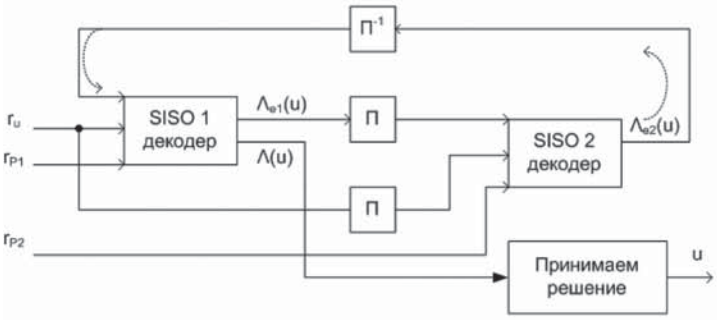


Рис. 6. Структурная схема сверточного турбодекодера (П – оператор перемежения)

Каждая итерация работы декодера (рис. 6) состоит из двух фаз, по одной на компонентный декодер. На первой итерации, в первой фазе SISO декодер первого компонентного кода вычисляет апостериорные вероятности информационных символов при заданной принятой последовательности в виде логарифма правдоподобия (LLR):

$$\Lambda(u_i) = \ln\left(\frac{P(u_i = 1 \mid r)}{P(u_i = 0 \mid r)}\right),$$

где r – принятая последовательность. Вычисления проводятся в предположении, что все символы равновероятны, то есть $\Lambda_a(u) = 0$. Этот декодер вычисляет внешнюю информацию для каждого информационного символа $\Lambda_{e1}(u)$, используя ту часть принятой кодовой последовательности, которая соответствует проверочным символам r_{P1} и отдает результат второму SISO декодеру.

Во второй фазе первой итерации перемеженные элементы внешней информации от первого декодера используются как априорные LLR, то есть $\Lambda_a(u) = \Pi\Lambda_{e1}(u)$. Затем вычисляется внешняя информация $\Lambda_{e2}(u)$ на основе той части принятой последовательности, которая соответствует проверочным символам второго компонентного кода, r_{P2}, завершая, таким образом, первую итерацию декодирования. В этот момент может быть сделано решение об информационных символах, основанное на апостериорных LLR $\Lambda(u)$.

На последующих итерациях первый декодер использует деперемеженные элементы внешней информации от второго декодера $\Pi^{-1}\Lambda_{e2}(u)$, как априорные LLR для вычисления мягкого выхода $\Lambda(u)$. Эта процедура может продолжаться пока не выполнится условие остановки (например, наиболее вероятный выход после очередной итерации не изменился, или достигнуто заданное максимальное количество итераций).

Заключение

Таким образом, проведен анализ существующих стандартов цифровых видов модуляции и помехоустойчивого кодирования. Произведен выбор сигнально-кодовой конструкции на основе анализа их спектральной и энергетической эффективности, эквивалентного выигрыша кодирования, работоспособности при заданных значениях ОСШ и вероятности ошибки, устойчивости к влиянию эффекта Доплера. Для построения командно-телеметрической радиолинии БЛА – НПУ целесообразно использовать широкополосный сигнал с прямым расширением спектра псевдослучайной последовательностью с двухпозиционной фазовой манипуляцией и сверточным турбокодом с относительной кодовой скоростью R = 1/3. В зависимости от требуемой технической скорости передачи информации данная сигнально-кодовая конструкция обеспечивает связь с БЛА на дальностях до 350 км с достоверностью приема данных, соответствующей средней вероятности битовой ошибки порядка 10^{-7}.

Правильность выбора технических решений подтверждается расчетом соответствующего энергетического бюджета радиолинии и проведенным имитационным моделированием с использованием компьютерных моделей.

Литература

1. *Полтавский А.В., Жумабаева А.С., Бикеев Р.Р.* Многофункциональные комплексы беспилотных летательных аппаратов: развитие в системе вооружения // Надежность и качество сложных систем. 2016. № 1 (13). С. 39-46.

2. *Хрипунов С.П., Благодарящев И.В., Чиров Д.С.* Военная робототехника: современные тренды и векторы развития // Тренды и управление. 2015. № 4. С.410-422.

3. *Цариченко С.Г., Родиченко Н.С.* Беспилотные летательные аппараты, как средство повышения эффективности оперативно-тактической деятельности пожарно-спасательных подразделений // Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. № 1 (162). С. 14-23.

4. *Поленов Д.Ю., Мороз А.П.* О применении беспилотного летательного аппарата для ретрансляции телеметрической информации разгонного блока // Лесной вестник. 2015. № 3. С.131-136.

5. *Zhan P.C., Yu K., Swindlehurst A.L.* Wireless relay communications with unmanned aerial vehicles: Performance and optimization. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 2011. no. 47. Pp. 2068-2085.

6. *Lokman Sboui, Hakim Ghazzai, Zouheir Rezki, Mohamed-Slim Alouini.* On the throughput of cognitive radio MIMO systems assisted with UAV relays // 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC). 2017. Pp.939-944.

7. *Шилова Н.А., Данилов А.А.* Использование беспилотных летательных аппаратов для мониторинга объектов морской фауны // Arctic Environmental Research. 2014. № 3. С. 130-134.

8. *Погорелов В.А.* Перспективы применения беспилотных летательных аппаратов в строительстве // Инженерный вестник Дона, №1 (2016). URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2016/3571.

9. *Журавлев В.Н., Журавлев П.В.* Применение беспилотных летательных аппаратов в отраслях экономики: состояние и перспективы // Научный вестник МГТУ ГА. 2016. № 4(19). С.156-164.

10. *Донченко А.А., Чиров Д.С.* Обоснование требований к системе связи беспилотных летательных аппаратов средней и большой дальности // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. №12. С. 12-16.

11. *Боев Н.М., Шаршавин П.В., Нигруца И.В.* Построение систем связи беспилотных летательных аппаратов для передачи информации на большие расстояния // Известия ЮФУ. Технические науки. 2014. №3 (1152). С.147-158.

12. Austin Reg. Unmanned aircraft systems : UAVS design, development and deployment. John Wiley & Sons Ltd, 2010. 332 p.

13. *Боев Н.М.* Анализ командно-телеметрической радиолинии связи с беспилотными летательными аппаратами // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. акад. М.Ф. Решетнева. 2012. Вып. 2 (42). С. 86-91.

14. *Sineglazov V.M., Kuzmenko A.O.* UAV Communication Link Design // Electronics and Control Systems. 2015. No. 4(46). Pp. 72-76.

15. *Полынкин А.В., Ле Х.Т.* Исследование характеристик радио канала связи с беспилотными летательными аппаратами // Известия ТулГУ. Технические науки. 2013. Вып. 7. Ч. 2. С. 98-107.

16. *Ipatov V.P.* Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications. John Wiley & Sons Ltd, 2004. 398 p.

17. *Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С.* Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики. М.: Эко Трендз, 2005. 392 с.

18. *Мазурков М.И.* Системы широкополосной радиосвязи. М НиТ, 2009. 334 с.

19. Справочник по спутниковой связи и вещанию / Г. Б. Аскнази и др.; под ред.: Л. Я. Кантора, 1983. 288 с.

20. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами М.: Радио и связь, 1985. 384 с.

21. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Вильямс, 2-е издание, 2003. 1100 с.

22. *Воробьев К.А., Косилов И.С., Лобов Е.М.* Широкополосные многочастотные сигнально-кодовые конструкции с применением турбо-кодирования частотно-временного перемежения для ионосферного канала // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2012. Т. 3. № 2. С. 46-48.

23. *Воробьев К.А., Аджемов С.С.* Сравнение и анализ характеристик блочных и сверточных турбокодов // T-Comm: Телекоммуникации и Транспорт. 2011. № 11. С.17-19.

24. *Pietrobon S.* Implementation and Performance of a Turbo/MAP Decoder // Int'l. J. Satellite Commun., vol.16, January-February, 1998 Pp. 23-46.

25. *Robertson P., Villebrun E. and Hoeher P.* A Comparison of Optimal and Sub-Optimal MAP Decoding Algorithms Operating in the Log Domain // Proc. of ICC'95, Seattle, Washington, June, 1995 Pp.1009-1013.

26. *Шпилька О.О., Юрков Ю.О., Жук С.Я.* Порівняльний аналіз BCJR алгоритмів декодування згортальних кодів // Вісник Національного технічного університету України «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2010. №41. С.47-51.

CHOICE OF SIGNAL-CODE CONSTRUCTURE FOR THE COMMAND-TELEMETRY RADIO COMMUNICATION LINE WITH MEDIUM AND LONG RANGE UNMANNED AERIAL VEHICLES

Denis S. Chirov, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, den-chirov@yandex.ru*

Evgeny M. Lobov, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, lobov@srd.mtuci.ru*

Abstract

In article examined the choice of the signal-code construction for the command and telemetry line of radio communication with medium and long range unmanned aerial vehicle (UAV). Analysis of existing works of creating command and telemetry channels of radio communications with UAV - the ground control station (GCS) showed that for organization this channel, as usual, used narrowband high power signal. At the same time, broadband signals are used for a long time in the construction of digital radio communication systems. The purpose of the article is to evaluate the possibilities of building a broadband command and telemetry radio communication channel between UAV and GCS, which provides the required quality at a range of up to 300 km. The main problem in building a broadband command radio channel is the choice of a rational signal-code structure.

As a command radio line signal proposed to use broadband signal (BBS) with direct spread spectrum of pseudorandom sequence with two-position phase shift keying and a convolutional turbo code with a relative code rate R = 1/3. The choice of binary phase modulation is due to the fact that it possesses high noise immunity and has the simplest schemes of frequency and phase synchronization, the efficiency of which is relevant under the conditions of the corresponding Doppler shifts. Moreover, at a fixed technical transmission rate of BBS with two-position phase shift keying system has the widest spectrum that provides more accurate definition of the distance to the UAV and more effective control of narrow-band interference by their rejection from the spectrum of the received signal. The use of a convolutional turbo code provides an equivalent coding gain more than 7.5 dB, at the mean bit error probability level 10^{-7}. Depending on the required technical data transmission speed (from 1.2 to 153.6 kbit/s), this signal-code construction provides communication with UAVs at distances up to 350 km with reliability of data reception that corresponds to the average probability of a bit error 10^{-7}. Speed range from 1.2 to 153.6 kbit/s allows to adapt to the conditions of the radio channel and regulate the transmitter emitted power level. The correctness of choosing technical solutions is confirmed by the calculation of the corresponding energy budget of the radio link and conducted by simulation modeling using computer models.

Keywords: *unmanned aerial vehicle, command communication radio line, broadband signal, signal-code construction, signal modulation, convolutional turbo code, budget of communication line.*

References

1. Poltavskiy A.V., Zhumabaeva A.S., Bikeev R.R. (2016). Multifunctional complexes of unmanned aerial vehicles, the development of weapons systems. *Nadezhnost' i kachestvo slozhnykh sistem*. No.1 (13). Pp. 39-46. (*in Russian*)
2. Hripunov S.P., Blagodaryashhev I.V., Chirov D.S. (2015). Military robotics: current trends and vectors of development. *Trends and management*. No. 4. Pp. 410-422. (*in Russian*)
3. Tsarichenko S.G., Rodichenko N.S. (2015). Unmanned aerial vehicles as a means to increasing the efficiency of tactical activity of fire and rescue units. *Izvestiya SFedU. Engineering Sciences*. No. 1 (162). Pp. 14-23. (*in Russian*)
4. Polenov D.Y., Moroz A.P. (2015). On the application of an unmanned flying vehicle to relay telemetry information of a transfer orbit stage. *Forestry Bulletin*. No. 3. Pp.131-136. (*in Russian*)
5. Zhan P.C., Yu K., Swindlehurst A.L. (2011). Wireless relay communications with unmanned aerial vehicles: Performance and optimization. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst*. No. 47. Pp. 2068-2085.
6. Lokman Sboui, Hakim Ghazzai, Zouheir Rezki, Mohamed-Slim Alouini. (2017). On the throughput of cognitive radio MIMO systems assisted with UAV relays. *13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*. Pp. 939-944.
7. Shilova N.A., Danilov A.A. (2014). Use of drones for monitoring of marine fauna objects. *Arctic Environmental Research*. No. 3. Pp. 130-134. (*in Russian*)
8. Pogorelov V.A. (2016). Prospects for the use of drones in construction. *Inzhenernyj vestnik Dona*. No. 1. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2016/3571. (*in Russian*)
9. Zhuravlev V.N., Zhuravlev P.V. (2016). Usage of unmanned aerial vehicles in general aviation: current situation and prospects. *Civil Avition High TECHNOLOGIES*. No. 4(19). Pp. 156-164. (*in Russian*)
10. Donchenko A.A., Chirov D.C. (2015). Rationale requirements for the communication system of UAVS medium and long range. *T-Comm*. Vol 9. No.12, pp. 12-16. (in Russian). (*in Russian*)
11. Boev N.M., Sharshavin P.V., Nigruca I.V. (2014). UAVS communication systems for long-distance information transmittion. *Izvestiya SFedU. Engineering Sciences*. No. 3 (1152). Pp. 147-158. (*in Russian*)
12. Austin Reg. Unmanned aircraft systems : UAVS design, development and deployment. John Wiley & Sons Ltd, 2010. 332 p.
13. Boev N.M. (2012). Analysis of UAV radio control and telemetry systems. *Vestnik Sibirskogo gosudarstvennogo aehrokosmicheskogo universiteta*. No. 2 (42). Pp. 86-91. (*in Russian*)
14. Sineglazov V.M., Kuzmenko A.O. (2015). UAV Communication Link Design. *Electronics and Control Systems*. No. 4(46). Pp. 72-76.
15. Polynkin A.V., Le H.T. (2013). Analysis of characteristics of UAV communication link. *Izvestiya TulGU. Tekhnicheskie nauki*. No. 7. Vol. 2. Pp. 98-107. (*in Russian*)
16. Ipatov V.P. (2004). *Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications.* John Wiley & Sons Ltd. 398 p.
17. Volkov L.N., Nemirovskij M.S., Shinakov Y.S. (2005). *Sistemy tsifrovoj radiosvyazi. Bazovye metody i kharakteristiki.* Moscow. Eko-Trends. 392 p. (*in Russian*)
18. Mazurkov M.I. (2009). *Sistemy shirokopolosnoj radiosvyazi*. Moscow. NiT. 334 p. (*in Russian*)
19. Askinazi G.B. etc. (1983). *Spravochnik po sputnikovoj svyazi i veshhaniyu*; pod red.: L.Y. Kantora. 288 p. (*in Russian*)
20. Varakin L.E. (1985). *Sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami.* Moscow. Radio i svyaz. 384 p. (*in Russian*)
21. B. Sklar (2001). *Digital Communications: Fundamentals and Applications,* 2nd edition, Prentice-Hall. 1100 p. (*in Russian*)
22. Vorob'ev K.A., Kosilov I.S., Lobov E.M. (2012). Wideband multi-frequency signal-code structures with application of turbo coding time-frequency interleave for the ionospheric channel. *System synchronization, formation and processing of signals*. Vol. 3. No. 2. Pp. 46-48. (*in Russian*)
23. Vorob'ev K.A., Adzhemov S.S. (2011). Comparison and analysis of the characteristics of block and convolutional turbo codes. *T-Comm*. No. 11. Pp.17-19. (*in Russian*)
24. Pietrobon S. (1998). Implementation and Performance of a Turbo/MAP Decoder. *Int'l. J. Satellite Commun*. Vol.16. Pp. 23-46.
25. Robertson P., Villebrun E. and Hoeher P. (1995). A Comparison of Optimal and Sub-Optimal MAP Decoding Algorithms Operating in the Log Domain. *Proc. of ICC'95, Seattle*, Washington. Pp.1009-1013.
26. Shpylka O.O., Jurkov I.O., Zhuk S.Ya. Comparative analysis of BCJR decoding algorithm of convolutional codes. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radioteh. radioaparatobuduv*. No. 41. Pp. 47-51. (*in Ukrainian*).

Information about authors:

Denis S. Chirov, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, leading researcher, doctor of technical sciences, associate professor, Moscow, Russia*

Evgeny M. Lobov, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, associate professor of the RTS department, candidate of technical sciences, Moscow, Russia*

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПРИМЕНЕНИЯ ФОРМАЦИЙ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ НА ЭЛЛИПТИЧЕСКИХ ОРБИТАХ ДЛЯ ОБЗОРА ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

Аверкиев Николай Фёдорович,
Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия

Богачёв Сергей Алексеевич,
Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия

Власов Сергей Александрович,
Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия

Житников Тимофей Андреевич,
Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия, ***0606848@rambler.ru***

Кульвиц Алексей Владимирович,
Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия

Ключевые слова: *космический аппарат; орбитальная группировка; формация космических аппаратов; глобальный непрерывный обзор; зональный непрерывный обзор.*

Статья посвящена актуальной на сегодняшний день проблеме повышения эффективности применения систем космических аппаратов с использованием формаций космических аппаратов – совокупности из нескольких космических аппаратов, движущихся на сравнительно близком взаимном расстоянии от несколько десятков метров до сотни километров. Большинство задач, решаемых с помощью космических аппаратов, сводится к сбору, обработке или передаче информации с поверхности Земли. Поэтому оценивание возможности космических аппаратов по обзору района на поверхности Земли будем производить из условий наблюдения заданной поверхности Земли с помощью фото-, радио-, телевизионной, инфракрасной и другой аппаратуры, установленной на борту космических аппаратов. Условия наблюдения задаются либо углом обзора бортовой аппаратуры, либо минимальным углом возвышения над горизонтом космических аппаратов для наблюдателя, находящегося на поверхности Земли. Рассматриваются задачи анализа структуры системы космических аппаратов глобального и зонального непрерывного обзора поверхности Земли на эллиптических орбитах. Задача анализа структуры систем космических аппаратов состоит в определении при заданной структуре системы характеристик наблюдения заданной поверхности Земли, таких как требуемая минимальная величина зоны обзора, наибольший разрыв в наблюдении и т.п.

Приведён пример решения задачи синтеза структуры систем космических аппаратов, которая состоит в определении оптимальной структуры системы при заданных характеристиках орбиты и характеристиках землеобзора. Исследованы возможности систем космических аппаратов на эллиптических орбитах при непрерывном наблюдении всей поверхности Земли или некоторого широтного пояса Земли. Представлены параметры оптимальных систем космических аппаратов, позволяющих реализовать непрерывный обзор поверхности Земли на широтном поясе [20°, 80°]. Сделан вывод о том, что применение эллиптических орбит при построении систем космических аппаратов целесообразно на орбитах с наклонениями близкими к 63°26' или 116°34', когда вековые уходы аргументов широты близки к нулю. Применение эллиптических орбит при непрерывном обслуживании широтных поясов Земли позволяет уменьшить число космических аппаратов в системе и значение большой полуоси. Так при непрерывном наблюдении широтного пояса [20°, 80°] минимальное количество космических аппаратов в системе при использовании эллиптических орбит может составить только три космических аппаратов, а при использовании круговых орбит - пять космических аппаратов. Применение эллиптических орбит при непрерывном обслуживании всей поверхности Земли не позволяет уменьшить число космических аппаратов в системе и значение большой полуоси.

Информация об авторах:
Аверкиев Николай Фёдорович, *д.т.н., профессор кафедры навигационно-баллистического обеспечения применения космических средств и теории полёта летательных аппаратов, Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия*
Богачёв Сергей Алексеевич, *к.т.н., доцент кафедры навигационно-баллистического обеспечения применения космических средств и теории полёта летательных аппаратов, Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия*
Власов Сергей Александрович, *к.т.н., доцент кафедры навигационно-баллистического обеспечения применения космических средств и теории полёта летательных аппаратов, Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия*
Житников Тимофей Андреевич, *адъюнкт, Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия*
Кульвиц Алексей Владимирович, *к.т.н., заместитель начальника кафедры навигационно-баллистического обеспечения применения космических средств и теории полёта летательных аппаратов, Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия*

Для цитирования:
Аверкиев Н.Ф., Богачёв С.А., Власов С.А., Житников Т.А., Кульвиц А.В. Анализ возможностей применения формаций космических аппаратов на эллиптических орбитах для обзора поверхности земли // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 29-37.

For citation:
Averkiev N.F., Bogachev S.A., Vlasov S.A., Zhitnikov T.A., Kulvic A.V. (2017). Analysis of application possibilities of formations of spacecraft in elliptical orbits for earth surface review. *T-Comm*, vol. 11, no.10, pp. 29-37. (*in Russian*)

Введение

Системы космических аппаратов (КА) принято классифицировать по различным признакам [10]. Так, в зависимости от периодичности наблюдения, системы КА подразделяются на:

– системы КА непрерывного обзора, обеспечивающие наблюдение произвольной точки поверхности Земли в любой момент времени;

– системы КА, обеспечивающие обзор произвольных точек с определенной периодичностью (с разрывом в наблюдении).

В зависимости от обслуживаемого района системы КА подразделяются на:

– системы КА глобального обзора – всей поверхности Земли,

– системы КА зонального обзора – широтного пояса Земли,

– системы КА регионального обзора – района на поверхности Земли.

Для построения систем глобального непрерывного обзора рассматривают следующие способы построения структуры систем КА:

– кинематически правильные системы КА[11];

– системы КА непрерывного обзора с использованием полос непрерывного обзора, так называемые «*цепочки*»[5];

– системы КА со слабой симметрией, так называемые «дисимметричные» [9].

При построении систем КА в большинстве случаев используют круговые орбиты [1,2,4–12], обладающие рядом преимуществ при наблюдении поверхности Земли, в частности, имеющими одинаковые характеристики землеобзора, одинаковую скорость и т. п.

Однако при обслуживании отдельных районов на поверхности Земли хорошо зарекомендовали себя системы КА на эллиптических орбитах [3,13].

Рассмотрим возможности систем КА на эллиптических орбитах при непрерывном наблюдении всей поверхности Земли или некоторого широтного пояса Земли.

Постановка задачи. Рассмотрим задачи анализа структуры системы КА глобального и зонального непрерывного обзора поверхности на эллиптических орбитах.

Систему на эллиптических орбитах будем рассматривать в классе кинематически правильных систем [11], который использован для построения систем на круговых орбитах.

Структуру системы на эллиптических орбитах будем задавать в виде следующих соотношений:

$$\begin{aligned} \Omega_j &= \Omega_1 + 2\pi k(j-1)/N, \\ M_j &= M_1 + 2\pi l(j-1)/N, \\ \omega_j &= \omega_1 + 2\pi m(j-1)/N, \\ a_j &= a_1 = a,\ e_j = e_1 = e,\ i_j = i_1 = i, \end{aligned} \qquad (1)$$

где N – число КА в системе, j = 2,3,…, N , – номера КА, k, l, m – целые числа не превосходящие N; Ω – прямое восхождение восходящего узла, M – средняя аномалия, ω – аргумент широты перигея, a – большая полуось, e – относительный эксцентриситет, i – наклонение орбиты.

Положив в соотношениях (1) e = 0, m = 0, мы получим кинематически правильную систему КА на круговых орбитах.

По сравнению с системами на круговых орбитах, в системах на эллиптических орбитах относительное движение КА повторяется в общем случае лишь через период обращения КА.

Кроме того, следует учитывать, что под воздействием возмущений могут изменяться аргументы широты КА. Только для наклонений, близких к 63°26' или 116°34', когда вековые уходы аргументов широты близки к нулю $\Delta\omega_{век} = 0$, можно пренебрегать перемещением перигеев орбит. В остальных же случаях необходимо либо учесть возможность перемещения перигеев (так как геометрия орбит одинакова у всех КА, то перемещение перигеев у всех КА будет примерно одинаковым), либо предусматривать возможность коррекции положения перигеев.

На эллиптических орбитах величина радиус-вектора (r) непрерывно изменяется, следовательно, изменяется величина зоны обзора ($\varphi_з$), определяемая при заданном минимальном угле возвышения над горизонтом точки наблюдения (δ) по формуле [11]

$$\varphi_з = \arccos\left(\frac{R}{r}\cos\delta\right) - \delta. \qquad (2)$$

Поэтому в качестве характеристики системы землеобзора уже нельзя использовать величину зоны обзора. Заменим её в случае эллиптических орбит большой полуосью орбит КА (a).

Отметим также, что при решении задач анализа и синтеза структуры системы на круговых орбитах, можно не задавать значения углов γ (угол обзора бортовой аппаратуры) или δ, так как от величины зоны обзора можно перейти к радиусу орбит КА при заданных углах γ или δ. В случае построения систем на эллиптических орбитах задачи анализа и синтеза структуры систем КА решаются для конкретных значений углов γ или δ.

Решение задачи анализа структуры систем КА глобального непрерывного обзора поверхности Земли. Рассмотрим задачу анализа структуры систем КА на эллиптических орбитах при заданном значении минимального угла возвышения над горизонтом точки наблюдения (δ).

Пусть структура системы задана соотношениями (1) и задан угол δ. Определим минимальную большую полуось орбит КА, начиная с которой система КА будет обеспечивать глобальный непрерывный обзор поверхности Земли:

$$a = \max_{\omega_1, M_1, \psi, \lambda} \min_j a_j(\omega_1, M_1, \psi, \lambda), \qquad (3)$$

где

$$\omega_1 \in [0,2\pi];\ M_1 \in [0,2\pi],\ \lambda \in [0,2\pi],\ \psi \in \left[-\frac{\pi}{2},\frac{\pi}{2}\right],\ j = 1,2,...,N;$$

a_j – большая полуось орбиты, которую должен иметь j-тый КА, чтобы точка на поверхности Земли с координатами (ψ,λ) находилась на границе его зоны обзора. Отметим, что в выражении (3) необходимо оставить лишь положительные значения a_j, если a_j<0, что соответствует угловому расстоянию до точки с координатами (ψ,λ) большему π/2, то её необходимо заменить некоторым достаточно большим числом a_{max}.

Значение большой полуоси a_j в выражении (3) определяют по величине зоны обзора φ_j, которая должна обеспечивать касание зоной обзора точки с координатами (ψ,λ),т.е.

$$\cos\varphi_j = \sin\psi_j\sin\psi + \cos\psi_j\cos\psi\cos(\lambda_j - \lambda), \qquad (4)$$

где $\varphi_j = \arccos\left(\frac{R}{r_j}\cos\delta\right) - \delta, \qquad r_j = \frac{a_j(1-e^2)}{1+e\cos\vartheta_j}.$

Преобразуем формулу (4)

$$\cos\varphi = \cos\left(\arccos\left(\frac{R}{r}\cos\delta\right) - \delta\right) = \sin\psi_j\sin\psi +$$

$$+\cos\psi_j\cos\psi\cos(\lambda_j - \lambda),$$

$$\arccos\left(\frac{R}{r}\cos\delta\right) = \arccos(\sin\psi_j\sin\psi + \cos\psi_j\cos\psi\cos(\lambda_j - \lambda)) + \delta,$$

$$\frac{R}{r}\cos\delta = \cos(\arccos(\sin\psi_j\sin\psi + \cos\psi_j\cos\psi\cos(\lambda_j - \lambda)) + \delta).$$

Теперь для большой полуоси a_j получим

$$a_j = \begin{cases} \dfrac{R(1+e\cos\vartheta_j)\cos\delta}{(1-e^2)\dfrac{R}{r}\cos\delta}, \text{если } a_j > 0, \\ a_{max}, \text{если } a_j \le 0. \end{cases} \qquad (5)$$

Функция $\min\limits_j a_j(\omega_1, M_1, \psi, \lambda)$ имеет несколько локальных максимумов, которые достигаются в точках тройного обзора [10], в точках касания зон обзора КА образующих грань многогранника подспутниковых точек. Поэтому глобальный максимум будем искать после нахождения локальных максимумов с использованием выражения (6)

$$a = \max_{p,s,q,\mu}\left\{\max_{\omega_1,M_1}\min_j a_{j_\mu}(\omega_1, M_1, p, s, q)\right\}, \qquad (6)$$

где

$p = 1,2,...,N-2$; $s = p+1, p+2,...,N-1$; $q = s+1, s+2,...,N$,, $j = 1,2,...,N$ – номера КА, $\omega_1 \in [0,2\pi]$, $M_1 \in [0,2\pi]$, μ = 1,2 – номера точек тройного обзора, расположенных диаметрально противоположно от грани многогранника.

Координаты точек тройного обзора получаются из решения системы уравнений (7), полученной из сферических треугольников (рис. 1).

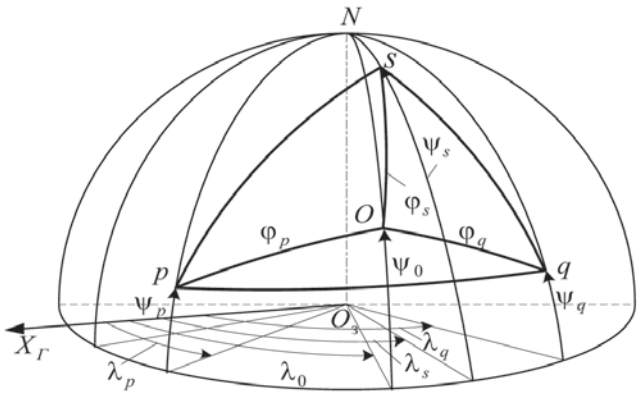


Рис.1. Точки тройного обзора

$$\cos\varphi_p = \cos\left(\arccos\left(\frac{R}{r_p}\cos\delta\right) - \delta\right) = \sin\psi_p\sin\psi_{0\mu} +$$

$$+\cos\psi_p\cos\psi_{0\mu}\cos(\lambda_p - \lambda_{0\mu});$$

$$\cos\varphi_s = \cos\left(\arccos\left(\frac{R}{r_s}\cos\delta\right) - \delta\right) = \sin\psi_s\sin\psi_{0\mu} + \qquad (7)$$

$$+\cos\psi_s\cos\psi_{0\mu}\cos(\lambda_s - \lambda_{0\mu});$$

$$\cos\varphi_q = \cos\left(\arccos\left(\frac{R}{r_q}\cos\delta\right) - \delta\right) = \sin\psi_q\sin\psi_{0\mu} +$$

$$+\cos\psi_q\cos\psi_{0\mu}\cos(\lambda_q - \lambda_{0\mu}),$$

где $\varphi_p, \varphi_s, \varphi_q$ – угловые расстояния от точки тройного обзора до подспутниковых точек p, s, q, которые должны быть равны зонам обзора КА, при $r_j = \frac{a_j(1-e^2)}{1+e\cos\vartheta_j}$, $a_p = a_s = a_q = a$, ϑ_j – истинная аномалия j-го КА, которую определим по эксцентрической аномалии (E_j), найденной из решения уравнения Кеплера (8), с использованием формулы Гаусса (9).

$$M_j = E_j - e\sin E_j, \qquad (8)$$

$$\operatorname{tg}\frac{\vartheta_j}{2} = \sqrt{\frac{1+e}{1-e}}\operatorname{tg}\frac{E_j}{2} \qquad (9)$$

Таким образом, в левой части уравнений (7) получим выражения, зависящие от большой полуоси a. Оказалось, что решить аналитически систему уравнений (7) можно только для случая, когда $\delta = 0$. В этом случае система уравнений (7) примет вид

$$\frac{R(1+e\cos\vartheta_p)}{a(1-e^2)} = \sin\psi_p\sin\psi_{0\mu} + \cos\psi_p\cos\psi_{0\mu}\cos(\lambda_p - \lambda_{0\mu});$$

$$\frac{R(1+e\cos\vartheta_s)}{a(1-e^2)} = \sin\psi_s\sin\psi_{0\mu} + \cos\psi_s\cos\psi_{0\mu}\cos(\lambda_s - \lambda_{0\mu}); \qquad (10)$$

$$\frac{R(1+e\cos\vartheta_q)}{a(1-e^2)} = \sin\psi_q\sin\psi_{0\mu} + \cos\psi_q\cos\psi_{0\mu}\cos(\lambda_q - \lambda_{0\mu}),$$

Решив систему уравнений (10), находим следующие формулы для определения координат точек тройного обзора $\psi_{0\mu}, \lambda_{0\mu}$:

$$\sin\psi_{0_{1,2}} = \pm\frac{A_3}{z},\ \cos\psi_{0_{1,2}}\sin\lambda_{0_{1,2}} = \pm\frac{A_1}{z},\ \cos\psi_{0_{1,2}}\cos\lambda_{0_{1,2}} = \pm\frac{A_2}{z}.$$

где

$$z = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2},\ A_1 = \alpha_{ps}\beta_{sq} - \alpha_{sq}\beta_{ps},$$

$$A_2 = \alpha_{sq}\gamma_{ps} - \alpha_{ps}\gamma_{sq},\ A_3 = \beta_{ps}\gamma_{sq} - \beta_{sq}\gamma_{ps},$$

$$\alpha_{ps} = \frac{\sin\psi_p}{d_p} - \frac{\sin\psi_s}{d_s},\ \alpha_{sq} = \frac{\sin\psi_s}{d_s} - \frac{\sin\psi_q}{d_q},$$

$$\beta_{ps} = \frac{\cos\psi_p\cos\lambda_p}{d_p} - \frac{\cos\psi_s\cos\lambda_s}{d_s},\ \beta_{sq} = \frac{\cos\psi_s\cos\lambda}{d_s}{}_s - \frac{\cos\psi_q\cos\lambda_q}{d_q},$$

$$\gamma_{ps} = \frac{\cos\psi_p\sin\lambda_p}{d_p} - \frac{\cos\psi_s\sin\lambda_s}{d_s},\ \gamma_{sq} = \frac{\cos\psi_s\sin\lambda_s}{d_s} - \frac{\cos\psi_q\sin\lambda_q}{d_q},$$

Для входящих в приведенных формулах тригонометрических функций координат подспутниковых точек, считая совпадающими оси абсолютной геоцентрической и гринвичской систем координат, можно использовать формулы

$$\sin\psi_j = \sin u_j \sin i,$$

$$\cos\psi_j\cos\lambda_j = \cos\Omega_j\cos u_j - \sin\Omega_j\sin u_j\cos i,$$

$$\cos\psi_j\sin\lambda_j = \sin\Omega_j\cos u_j + \cos\Omega_j\sin u_j\cos i,$$

$$d_j = \frac{\left(1+e\cos\vartheta_j\right)R}{1-e^2},$$

где $j = 1, 2, ..., N$.

Значение большой полуоси a_{j_μ} в выражении (6) определяют по формуле

$$a_{j_\mu} = \begin{cases} d_j / \sin\psi_j\sin\psi_{0_\mu} + \\ + \cos\psi_j\cos\psi_{0_\mu}\cos\left(\lambda_j - \lambda_{0_\mu}\right), \text{если } a_{j_\mu} > 0, \\ a_{\max}, \text{если } a_{j_\mu} \le 0. \end{cases} \quad (11)$$

Если угол $\delta \neq 0$, то для определения минимальной большой полуоси орбит КА, начиная с которой система КА будет обеспечивать глобальный непрерывный обзор поверхности Земли, можно использовать непосредственно исходное выражение (3), вычисляя a_j по формуле (5).

С практической точки зрения интерес представляют системы КА с наклонениями близкими к 63°26' или 116°34', когда вековые уходы аргументов широты близки к нулю $\Delta\omega_{век} = 0$.

На рисунках 2-3 приведены зависимости большой полуоси для глобального непрерывного обзора Земли от эксцентриситета и минимального угла видимости над горизонтом δ для структуры из 6 КА по характеристикам, близким к оптимальным системам на круговых орбитах. Данная система обеспечивает глобальный непрерывный обзор с большой полуосью a = 16559 при эксцентриситете $e = 0.33$ и $i = 63.4°$, $\delta = 0$.

Для сравнения оптимальные системы глобального непрерывного обзора Земли на круговых орбитах из 5 и 6 КА имеют следующие характеристики. Система с параметрами N = 5, k = 1, l = 1, m = 0, $\omega_1 = 0°$, $\delta = 0$, $i = 43.67°$, e =0 обеспечивает глобальный непрерывный обзор с большой полуосью a = 17904 км, а система с параметрами N = 6, k = 1, l = 1, m = 3, $\omega_1 = 90°$, $\delta = 0$, $i = 53.15°$, e = 0 – с большой полуосью a = 15929 км.

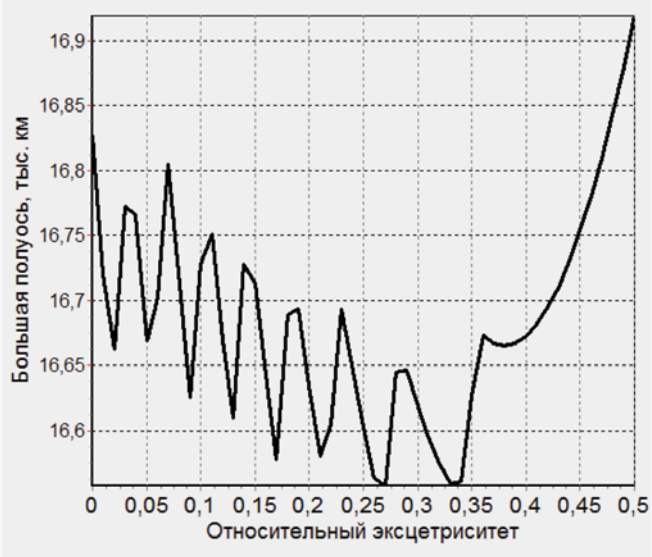


Рис. 2. Зависимость большой полуоси орбиты для глобального непрерывного обзора поверхности Земли от эксцентриситета в системе N=6, k=1, l=1, m=3, ω_1=90°, i=63.4°, δ=0

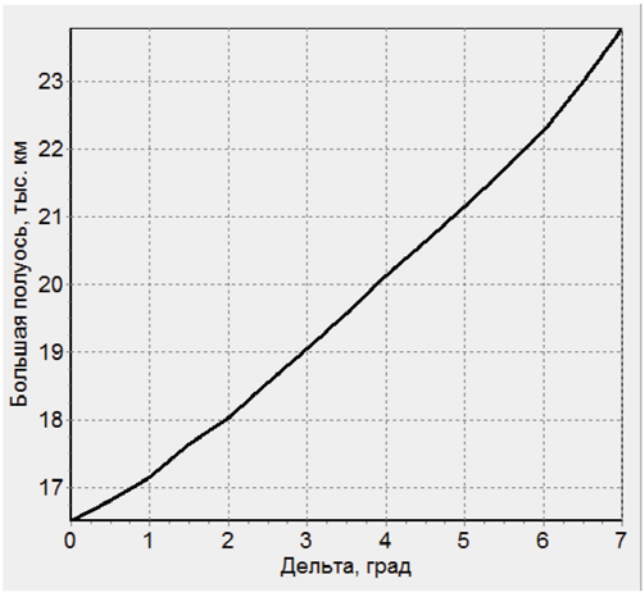


Рис. 3. Зависимость большой полуоси орбиты для глобального непрерывного обзора поверхности Земли от угла δ в системе N=6, k=1, l=1, m=3, ω_1=90°, i=63.4°, e=0.27

Применение круговых орбит для глобального непрерывного обзора Земли предпочтительнее эллиптических орбит, прежде всего из-за ограничения на выбор наклонения.

Однако ситуация изменяется на диаметрально противоположную при построении систем зонального непрерывного обзора, когда наблюдается некоторый широтный пояс.

Решение задачи анализа структуры систем КА зонального непрерывного обзора поверхности Земли. Рассмотрим возможности применения систем КА на эллиптических орбитах для непрерывного наблюдения широтного пояса Земли (зонального непрерывного обзора).

Пусть задан произвольный широтный пояс $[\psi_н,\psi_в]$ и задана структура системы (1), т.е. известны величины N,k,l,m,e,i, и задан угол δ. Определим минимальную большую полуось орбит КА, начиная с которой система КА будет обеспечивать зональный непрерывный обзор поверхности Земли:

$$a=\max_{\omega_1,M_1,\psi,\lambda}\min_j a_j(\omega_1,M_1,\psi,\lambda), \qquad (12)$$

где $\omega_1\in[0,2\pi]; M_1\in[0,2\pi]$, $\lambda\in[0,2\pi], \psi\in[\psi_н,\psi_в]$, $j=1,2,...,N$;

И в случае зонального непрерывного наблюдения, когда $\delta=0$ нет необходимости перебирать все точки широтного пояса, а достаточно рассмотреть только точки «подозрительные» на экстремум. В данном случае это будут точки тройного обзора, лежащие внутри широтного пояса и точки двойного обзора, лежащие на границах широтного пояса на одинаковом удалении от двух подспутниковых точек.

Для этого в выражении (12) максимум будем определять только по точкам тройного обзора, которые попадают в наблюдаемый широтный пояс. Следовательно, если $\psi_н\le\psi_{0_\mu}\le\psi_в$, то точку с координатами $(\psi_{0_\mu},\lambda_{0_\mu})$ оставляем в (12). Если же $\psi_{0_\mu}<\psi_н$ или $\psi_{0_\mu}>\psi_в$, то точку с координатами $(\psi_{0_\mu},\lambda_{0_\mu})$ заменяем в (12) на точки двойного обзора, т.е. точки, лежащие на соответствующей границе широтного пояса, в которых касаются зоны обзора двух КА из трех рассматриваемых КА *p*, *s*, *q*.

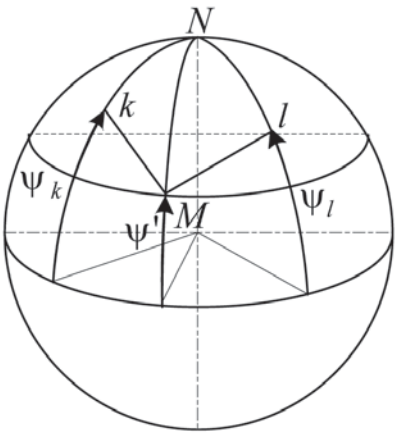


Рис. 4. Точки двойного обзора

Пусть $\psi'=\psi_н,\psi_в$; $k,l=p,s,q, k\ne l$. Определим долготы λ_{0_μ} точек, лежащих на широте ψ', в которых касаются зоны обзора КА k,l. Из сферических треугольников *MNK*, *MNL* (рис. 4) по теореме косинусов получим

$$\frac{R(1+e\cos\vartheta_k)}{a(1-e^2)}=\sin\psi'\sin\psi_k+\cos\psi'\cos\psi_k\cos(\lambda_k-\lambda_{0_\mu}),$$
$$\frac{R(1+e\cos\vartheta_l)}{a(1-e^2)}=\sin\psi'\sin\psi_l+\cos\psi'\cos\psi_l\cos(\lambda_k-\lambda_{0_\mu}). \qquad (13)$$

Решив систему (13) относительно λ_{0_μ}, получим

$$\sin\lambda_{0_{1,2}}=\frac{-\beta_{kl}\gamma_{kl}\pm\sqrt{\beta_{kl}^2(\gamma_{kl}^2+\beta_{kl}^2-\alpha_{kl}^2)}}{\gamma_{kl}^2+\beta_{kl}^2},$$
$$\cos\lambda_{0_{1,2}}=-\frac{\gamma_{kl}\sin\lambda_{o_{1,2}}+\alpha_{kl}}{\beta_{kl}}, \qquad (14)$$

где

$$\alpha_{kl}=\frac{\sin\psi_k}{d_k}\sin\psi'-\frac{\sin\psi_l}{d_l}\sin\psi',$$
$$\beta_{kl}=\cos\psi'\left(\frac{\cos\psi_k}{d_k}\cos\lambda_k-\frac{\cos\psi_l}{d_l}\cos\lambda_l\right),$$
$$\gamma_{kl}=\cos\psi'\left(\frac{\cos\psi_k}{d_k}\sin\lambda_k-\frac{\cos\psi_l}{d_l}\sin\lambda_l\right),$$

Таким образом, минимальная зона обзора, обеспечивающая непрерывный зональный обзор, определяется из следующего выражения:

$$a=\max_{p,s,q,\mu}\left\{\max_{\omega_1,M_1}\min_j a_{j_\mu}(\omega_1,M_1,p,s,q)\right\}, \qquad (15)$$

где $p=1,2,...,N-2$; $s=p+1,p+2,...,N-1$;

$q=s+1,s+2,...,N$; $\omega_1\in[0,2\pi], M_1\in[0,2\pi]$;

$m=1,2,\ldots,14$, $j=1,2,...,N$.

Значения величин μ и $\psi_{0_\mu},\lambda_{0_\mu}$ определяются в зависимости от величины $\psi_{0_{1,2}}$.

Если $\psi_н\le\psi_{0_1}\le\psi_в$, то точку с координатами $(\psi_{0_1},\lambda_{0_1})$ оставляем и

$$a_1=\begin{cases}\min\limits_j a_{j_1}(\omega_1,M_1,p,s,q), \text{ если } a_1>0,\\ a_{\max}, \text{ если } a_1\le 0,\end{cases}$$

для значений $\mu=3,\ldots,8$ полагаем $a_\mu=a_{\max}$.

Если $\psi_н\le\psi_{0_2}\le\psi_в$, то точку с координатами $(\psi_{0_2},\lambda_{0_2})$ оставляем и

$$a_2=\begin{cases}\min\limits_j a_{j_2}(\omega_1,M_1,p,s,q), \text{ если } a_2>0,\\ a_{\max}, \text{ если } a_2\le 0,\end{cases}$$

для значений $\mu=9,\ldots,14$ полагаем $a_\mu=a_{\max}$.

Если $\psi_{0_1}>\psi_в$ то $\psi'=\psi_{0_1}=\psi_в$ или $\psi_{0_1}<\psi_н$ то $\psi'=\psi_{0_1}=\psi_н$, то точку с координатами $(\psi_{0_1},\lambda_{0_1})$ исключаем, полагаем $a_1=a_{\max}$., вместо неё определяем точки

двойного обзора по формулам (14) и рассчитываем

$$a_\mu = \begin{cases} \min\limits_j a_{j_\mu}(\omega_1, M_1, p, s, q), \text{ если } a_\mu > 0, \\ a_{\max}, \text{ если } a_\mu \le 0, \end{cases}$$

для $\mu = 3,4,...,8$, для значения μ = 1 полагаем $a_\mu = a_{\max}$.

Если $\psi_{0_2} > \psi_в$ то $\psi' = \psi_{0_2} = \psi_в$ или $\psi_{0_2} < \psi_н$ то $\psi' = \psi_{0_2} = \psi_н$, то точку с координатами $(\psi_{0_2}, \lambda_{0_2})$ исключаем, полагаем $a_2 = a_{\max}$, вместо неё определяем точки двойного обзора по формулам (14) и рассчитываем

$$a_\mu = \begin{cases} \min\limits_j a_{j_\mu}(\omega_1, M_1, p, s, q), \text{ если } a_\mu > 0, \\ a_{\max}, \text{ если } a_\mu \le 0, \end{cases}$$

для $\mu = 9,...,14$, для значения μ = 2 полагаем $a_\mu = a_{\max}$.

Значение большой полуоси a_{j_μ} в выражении (15) определяют по формуле (11).

Если $\delta \neq 0$, то для определения минимальной большой полуоси орбит КА, начиная с которой система КА будет обеспечивать зональный непрерывный обзор поверхности Земли, можно использовать непосредственно исходное выражение (12), вычисляя a_j по формуле (5).

В таблице 1 приведены оптимальные параметры систем КА непрерывного обзора широтного пояса Земли [20°, 80°] для числа КА в системе от 3 до 6 при различных значениях чисел *k* и *l*.

Таблица 1

Параметры оптимальных систем непрерывного обзора широтного пояса [20°, 80°] при *m* = 0, ω = 270°, *i*=63.4°, δ=0

N, k, l	e_{opt}	$a_{\min}$, км
3, 1, 1	0.76	15550
4, 1, 2	0.84	12040
5, 1, 1	0.46	9412
5, 1, 2	0.54	9988
5, 1, 3	0.83	12055
6, 1, 1	0.37	9032
6, 1, 2	0.55	10080
6, 1, 3	0.37	9009
6, 1, 4	0.79	11914
6, 3, 1	0.36	8931
6, 3, 2	0.32	8714
6, 2, 1	0.6	10466

Для сравнения приведём характеристики оптимальных системы обзора широтного пояса Земли [20°, 80°] на круговых орбитах для лучших систем.

Так система с параметрами *N*=5, *k*=1, *l*=1, *m*=0, ω_1=0°, δ=0, *i*=43.67°, *e*=0 обеспечивает заданный широтный пояс с большой полуосью *a*=17904 км.

Система с параметрами *N*=6, *k*=3, *l*=2, *m*=0, ω_1=0°, δ=0, *i*=52.8°, *e*=0 – с большой полуосью *a*=15092 км.

В отличие от систем на эллиптических орбитах системы на круговых орбитах обслуживают аналогичный (расположенный симметрично относительно экватора Земли) широтный пояс в южном полушарии, для рассмотренного выше широтного пояса Земли [20°, 80°] это будет широтный пояс [–80°, –20°]. Системы на эллиптических орбитах сосредотачивают свои возможности на широтном поясе, лежащем в одном из полушарий.

Как видим, заданный зональный обзор широтного пояса Земли [20°, 80°] на эллиптических орбитах возможен при 3 и 4 КА в системе, а при круговых орбитах начиная с 5 КА. Кроме того при построении систем на эллиптических орбитах значительно уменьшается большая полуось орбит необходимая для обеспечения заданного вида зонального обзора.

Обращает на себя внимание тот факт, что в большинстве случаев оптимальная структура системы соответствует минимально возможному значению высоты перигея орбиты, принятому равному 190 км.

На рисунках 5-12 приведены зависимости большой полуоси орбит для зонального непрерывного обзора широтного пояса Земли [20°, 80°] от эксцентриситета и минимального угла видимости над горизонтом δ для лучших систем на эллиптических орбитах.

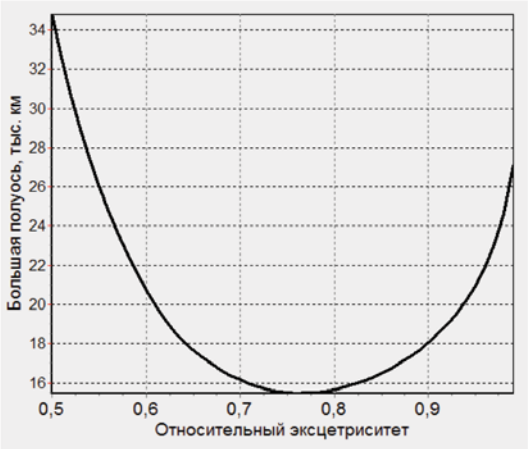


Рис. 5. Зависимость большой полуоси орбит для непрерывного обзора широтного пояса [20°,80°]от эксцентриситета в системе N=3, k=1, l=1, m=0, ω_1=270°, i=63.4°, δ=0

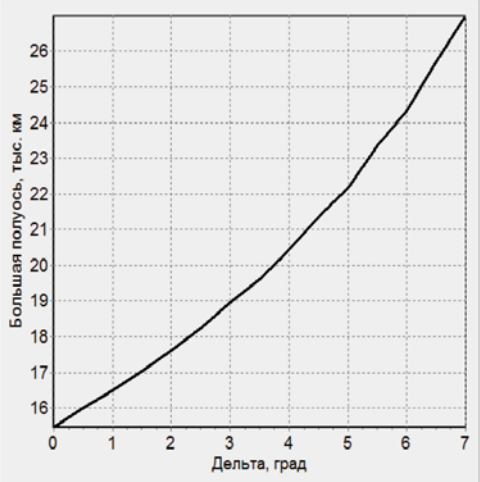


Рис. 6. Зависимость большой полуоси орбит для непрерывного обзора широтного пояса [20°,80°] от угла δ в системе N=3, k=1, l=1, m=0, ω_1=270°, i=63.4°, e=0.76

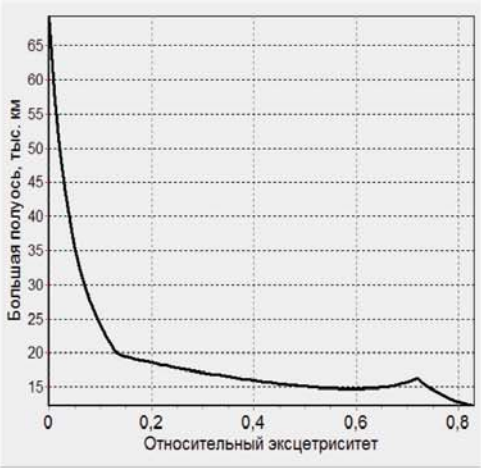


Рис. 7. Зависимость большой полуоси орбит для непрерывного обзора широтного пояса [20°,80°] от эксцентриситета в системе N=4, k=1, l=2, m=0, ω_1=270°, i=63.4°, δ=0

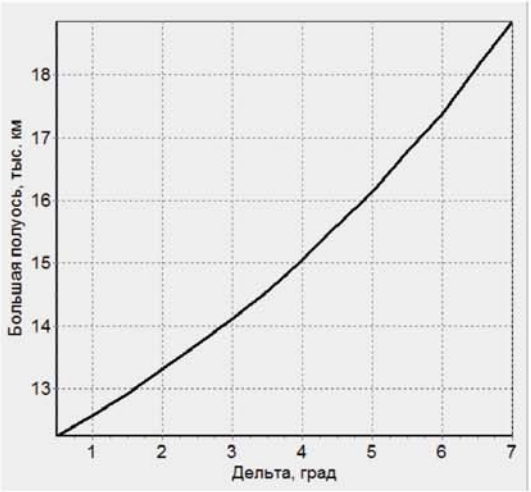


Рис. 8. Зависимость большой полуоси орбит для непрерывного обзора широтного пояса [20°,80°] от угла δ в системе N=4, k=1, l=2, m=0, ω_1=270°, i=63.4°, e=0.84

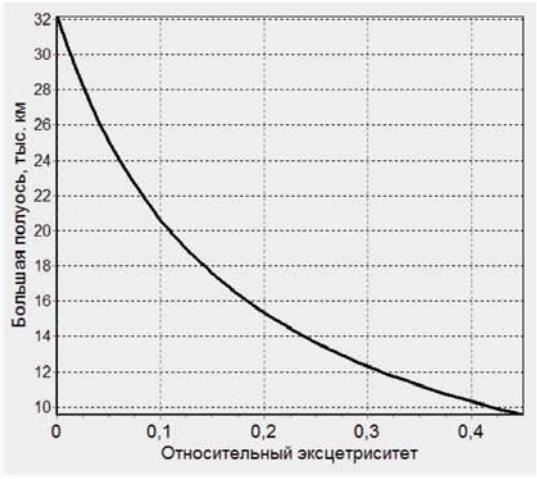


Рис. 9. Зависимость большой полуоси орбит для непрерывного обзора широтного пояса [20°,80°] от эксцентриситета в системе N=5, k=1, l=1, m=0, ω_1=270°, i=63.4°, δ=0

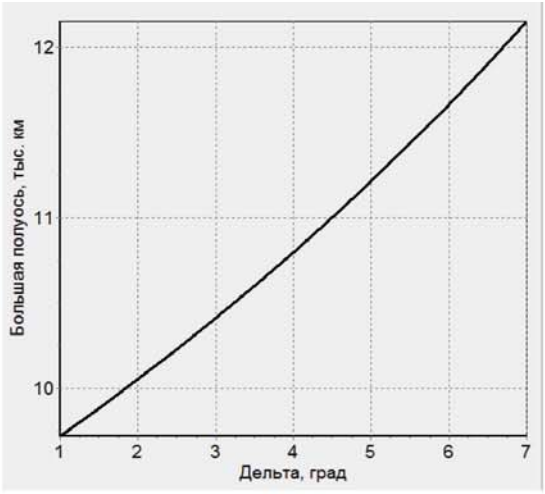


Рис. 10. Зависимость большой полуоси орбит для непрерывного обзора широтного пояса [20°,80°] от угла δ в системе N=5, k=1, l=1, m=0, ω_1=270°, i=63.4°, e=0.46

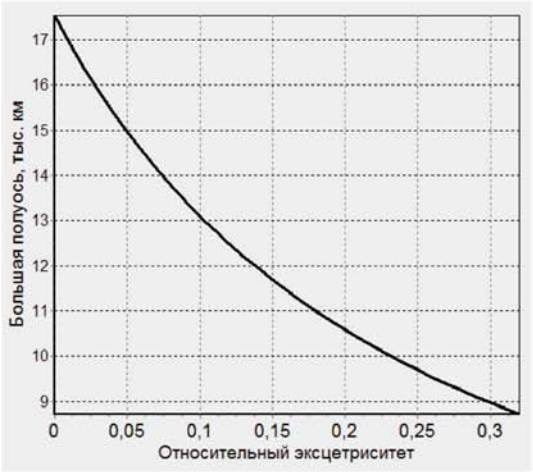


Рис. 11. Зависимость большой полуоси орбит для непрерывного обзора широтного пояса [20°,80°] от эксцентриситета в системе N=6, k=3, l=2, m=0, ω=270°, i=63.4°, δ=0

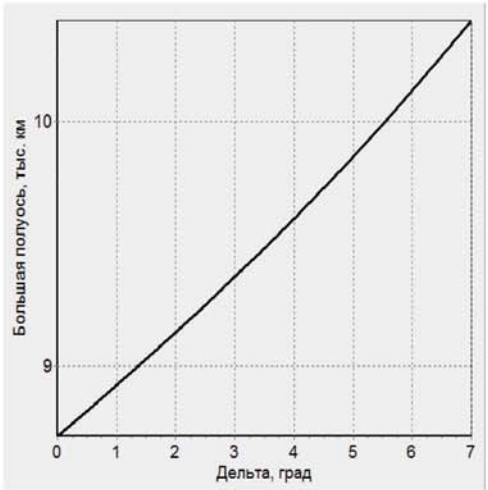


Рис. 12. Зависимость большой полуоси орбит для непрерывного обзора широтного пояса [20°,80°] от угла δ в системе N=6, k=3, l=2, m=0, ω=270°, i=63.4°, e=0.32

Заключение

Таким образом, применение эллиптических орбит при построении систем КА целесообразно на орбитах с наклонениями близкими к 63°26' или 116°34', когда вековые уходы аргументов широты близки к нулю $\Delta\omega_{век} = 0$.

Применение эллиптических орбит при непрерывном обслуживании широтных поясов Земли позволяет уменьшить число КА в системе и значение большой полуоси. Так при непрерывном наблюдении широтного пояса [20°,80°] минимальное количество КА в системе при использовании эллиптических орбит может составить только три КА, а при использовании круговых орбит – пять КА.

Применение эллиптических орбит при непрерывном обслуживании всей поверхности Земли не позволяет уменьшить число КА в системе и значение большой полуоси.

Литература

1. *Аверкиев Н.Ф., Бурлов В.Г., Салов В.В.* Алгоритм расчёта площади совместного обзора земной поверхности парой космических аппаратов / Актуальные проблемы защиты и безопасности. Труды четырнадцатой Всероссийской научно-практической конференции 4-7 апреля 2011 г. РАРАН. СПб.: НПО специальных материалов, 2011. Т. 5. Военно-морской флот России. С. 453-459.
2. *Аверкиев Н.Ф., Власов С.А., Киселёв В.В., Салов В.В.* Обоснование параметров орбит космических аппаратов для повышения числа пролётов над районом поверхности Земли / Труды ВКА им. А.Ф. Можайского. Вып. 655. 2010. С. 48 – 53.
3. *Беседин С.М., Кукушкин М.А., Пономарёв Д.Ю.* Методика определения предпочтительных вариантов орбитального построения перспективных спутниковых систем связи на основе использования локально-стационарных орбит / Труды ВКА им. А.Ф. Можайского. Вып. 655. 2010. С. 70-76.
4. *Бырков Б.П.*, Головатенко-Абрамов В.И. Об оптимальном баллистическом построении систем ИСЗ периодического обзора районов земной поверхности // Исследование Земли из космоса. 1993. №6. С. 76-80.
5. *Баринов К.Н., Бурдаев М.Н., Мамон П.А.* Динамика и принципы построения орбитальных систем космических аппаратов. М.: Машиностроение, 1975. 232 с.
6. *Власов С.А., Кубасов И.Ю., Селин В.А.* Выбор баллистической структуры системы космических аппаратов дистанционного зондирования Земли / Труды ВКА им. А.Ф. Можайского. Вып. 625. 2010. С. 76-80.
7. *Власов С.А., Кубасов И.Ю., Селин В.А.* Расчёт баллистической структуры системы космических аппаратов периодического обзора поверхности Земли / Труды ВКА им. А.Ф. Можайского. Вып. 627. 2010. С. 129-131.
8. *Власов, С.А. Кульвиц А.В., Жаткин А.Т., Киселёв В.В.* Особенности и перспективы развития баллистического построения систем КА морского наблюдения / Труды ВКА им. А.Ф. Можайского. Вып. 644. 2014. С. 106-110.
9. *Горбулин В.И.* Оптимизация орбитального построения глобальных космических систем наблюдения. СПб.: МО РФ, 2001. 189 с.
10. *Власов С.А., Мамон П.А.* Теория полёта космических аппаратов. СПб: ВКА им. А.Ф.Можайского, 2007. 435с.
11. *Можаев Г.В.* Синтез орбитальных структур спутниковых систем. М.: Машиностроение, 1989. 304 с.
12. *Разумный Ю.Н.* Синтез орбитальных структур спутниковых систем периодического обзора. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000. 430 с.
13. *Разумный Ю.Н.* Локально стационарные орбиты искусственных спутников Земли / Труды XXV чтений К.Э. Циолковского (Калуга, 11-14 сентября 1990г.). М.: ИЕЕТ АН СССР, 1991. С.55.

ANALYSIS OF APPLICATION POSSIBILITIES OF FORMATIONS OF SPACECRAFT IN ELLIPTICAL ORBITS FOR EARTH SURFACE REVIEW

Nikolay F. Averkiev, Sergey A. Bogachev, Sergey A. Vlasov, Timofey A. Zhitnikov, Aleksey V. Kulvic, Military Space Academy, St. Petersburg, Russia

Abstract

The article is devoted to the actual problem of increasing the efficiency of the application of spacecraft systems with the use of spacecraft formations - a set of several spacecraft moving at a relatively close mutual distance from several tens of meters to hundreds of kilometers. Most of the tasks solved with the help of space vehicles are reduced to the collection, processing or transmission of information from the Earth's surface. Therefore, the estimation of the possibility of space vehicles to survey the area on the Earth's surface will be made from the conditions for observing a given surface of the Earth using photo, radio, television, infrared and other equipment installed on board spacecraft. Observation conditions are specified either by the angle of view of the on-board equipment, or by the minimum elevation angle above the horizon of the spacecraft for an observer located on the surface of the Earth. In this paper, problems of analyzing the structure of a system of spacecrafts of a global and zonal continuous survey of the Earth's surface in elliptical orbits are considered. The task of analyzing the structure of spacecraft systems consists in determining, for a given structure of the system, the characteristics of observation of a given surface of the Earth, such as the required minimum value of the survey zone, the largest gap in observation, and so on. An example of the solution of the problem of synthesis of the structure of spacecraft systems is given, which consists in determining the optimum structure of the system for given orbital characteristics and ground survey characteristics. The capabilities of spacecraft systems in elliptical orbits are studied with continuous observation of the entire surface of the Earth or some latitudinal belt of the Earth. The parameters of the optimal systems of space vehicles are presented, which make it possible to

realize a continuous survey of the Earth's surface on the latitudinal belt [20 °, 80 °]. In conclusion, it was concluded that the use of elliptical orbits in the construction of spacecraft systems is advisable in orbits with inclinations close to 63 ° 26 'or 116 ° 34', when the secular dementities of latitude arguments are close to zero. The use of elliptical orbits with continuous maintenance of the latitudinal belts of the Earth makes it possible to reduce the number of spacecraft in the system and the value of the large semiaxis. Thus, with a continuous observation of the latitudinal belt [20 °, 80 °], only three spacecraft can make up the minimum number of spacecraft in the system using elliptical orbits, and with the use of circular orbits, five spacecrafts. The use of elliptical orbits with continuous maintenance of the entire surface of the Earth does not allow reducing the number of spacecraft in the system and the value of the semimajor axis.

Keywords: *customer Experience, CEM, OSS, loyalty, churn rat, cognitive maps.*

References

1. Averkiev N.F., Burlov V.G., Salov V.V. (2011). Algoritm rascheta ploshchadi sovmestnogo obzora zemnoy poverkhnosti paroy kosmicheskikh apparatov. *Aktual'nye problemy zashchity i bezopasnosti. Trudy chetyrnadtsatoy Vserossiyskoy nauchno-prakticheskoy konferentsii* 4-7 aprelya 2011. RARAN. [Topical issues of protection and security. Proceedings of the Fourteenth All-Russian Scientific and Practical Conference 4 - 7 April 2011] SPb.: NPO spetsial'nykh materialov, 2011. Vol. 5. Voenno-morskoy flot Rossii. Pp. 453-459. (*In Russian*)

2. Averkiev N.F., Vlasov S.A., Kiselev V.V., Salov V.V. (2010). Obosnovanie parametrov orbit kosmicheskikh apparatov dlya povysheniya chisla proletov nad rayonom po-verkhnosti Zemli [Justification of parameters of orbits of spacecrafts for increasing the number of spans over the area of the Earth's surface]. *Trudy voenno-kosmicheskoi akademii imeni A.F. Mozhaiskogo*. No. 655. Pp. 48-53. (*In Russian*)

3. Besedin S.M., Kukushkin M.A., Ponomarev D.Yu. (2010). Metodika opredeleniya predpochtitel'nykh variantov orbital'nogo postroeniya perspektivnykh sputnikovykh sistem svyazi na osnove ispol'zovaniya lokal'no-statsionarnykh orbit [The method of determining the preferred options for orbital construction of advanced satellite communication systems based on the use of locally stationary orbits]. *Trudy voenno-kosmicheskoi akademii imeni A.F. Mozhaiskogo.* No. 655. Pp. 70-76. (*In Russian*)

4. Byrkov B.P. (1993). On the optimal ballistic construction of artificial earth satellite systems for periodic review of areas of the Earth's surface. *Earth exploration from space*. No. 6. Pp. 76-80. (*In Russian*)

5. Barinov K.N., Burdaev M.N., Mamon P.A. (1975). *Dinamika i printsipy postroeniya orbital'nykh sistem kosmicheskikh apparatov*. Moskva. Mashinostroenie. 232 p. (*In Russian*)

6. Vlasov S.A., Kubasov I.Yu., Selin V.A. (2010). Vybor ballisticheskoy struktury sistemy kosmicheskikh apparatov distantsionnogo zondirovaniya Zemli [The choice of the ballistic structure of the system of space vehicles for Earth remote sensing]. *Trudy voenno-kosmicheskoi akademii imeni A.F. Mozhaiskogo*. No 625. Pp. 76-80. (*In Russian*)

7. Vlasov S.A., Kubasov I.Yu., Selin V.A. (2010). Raschet ballisticheskoy struktury sistemy kosmicheskikh apparatov periodicheskogo obzora poverkhnosti Zemli [Calculation of the ballistic structure of the system of space vehicles for periodic review of the Earth's surface]. *Trudy voenno-kosmicheskoi akademii imeni A.F. Mozhaiskogo*. No 627. Pp. 129-131. (*In Russian*)

8. Vlasov, S.A. Kul'vits A.V., Zhatkin A.T., Kiselev V.V. (2014). Osobennosti i perspektivy razvitiya ballisticheskogo postroeniya sistem KA morskogo nablyudeniya [Features and prospects of development of ballistic construction of systems of space vehicles of sea observation]. *Trudy voenno-kosmicheskoi akademii imeni A.F. Mozhaiskogo*. No 644. Pp. 106-110. (*In Russian*)

9. Gorbulin V.I. (2001). *Optimizatsiya orbital'nogo postroeniya global'nykh kosmicheskikh sistem nablyudeniya*. Sankt-Peterburg, MO RF. 189 p. (*In Russian*)

10. Vlasov S.A., Mamon P.A. (2007). *Teoriya poleta kosmicheskikh apparatov*. Sankt-Peterburg: Voenno-kosmicheskaya akademiya imeni A.F. Mozhaiskogo. 435 p. (*In Russian*)

11. Mozhaev G.V. (1989). *Sintez orbital'nykh struktur sputnikovykh sistem.* Moscow. Mashinostroenie. 304 p. (*In Russian*)

12. Razumnyy Yu.N. (2000). *Sintez orbital'nykh struktur sputnikovykh sistem periodicheskogo obzora*. Moscow. MGTU im. N.E. Baumana, 430 p. (*In Russian*)

13. Razumnyy Yu.N. (1991). Lokal'no statsionarnye orbity iskusstvennykh sputnikov Zemli. *Trudy XXV chteniy K.E. Tsiolkovskogo* [Locally stationary orbits of artificial Earth satellites]. Kaluga, September 11-14, 1990. Moskva IEET AN SSSR. Publ. 1991. P. 55.

Information about authors:

Nikolay F. Averkiev, *doctor of technical Sciences, professor of Department of Space Ballistics, St. Petersburg, Russia*

Sergey A. Bogachev, *candidate of technical Sciences, associate professor of Department of Space Ballistics, St. Petersburg, Russia*

Sergey A. Vlasov, *candidate of technical Sciences, associate professor of Department of Space Ballistics, St. Petersburg, Russia*

Timofey A. Zhitnikov, *post-graduate student, Military Space Academy, St. Petersburg, Russia*

Aleksey V. Kulvic, *candidate of technical Sciences, deputy head of the Department of Space Ballistics, St. Petersburg, Russia*

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ МУЛЬТИФЕРРОИДНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ ОПАЛОВЫХ МАТРИЦ ИЗМЕНЯТЬ СВОИ ПАРАМЕТРЫ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ ВНЕШНЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Хлопов Борис Васильевич,
АО "Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт им. академика А.И. Берга", Москва, Россия, hlopovu@yandex.ru

Шашурин Василий Дмитриевич,
МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия, shashurin@bmstu.ru

Чучева Галина Викторовна,
Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. академика В.А. Котельникова РАН, Фрязино, Россия, gvc@ms.ire.rssi.ru

Самойлова Валерия Сергеевна,
АО "Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт им. академика А.И. Берга", Москва, Россия, Samvalser@yandex.ru

Митягина Алла Борисовна,
Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. академика В.А. Котельникова РАН, Фрязино, Россия, alla-mityagina@yandex.ru

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

Ключевые слова: *наночастицы, метаматериалы, нанокомпозит, электромагнитное поле, полеобразующая система.*

Рассмотрены свойства мультиферроиков с целью возможного их использования в качестве материалов, способных управлять электромагнитными полями в разрабатываемых СВЧ устройствах и устройствах экстренного уничтожения информации. Приведены условия формирования нанокомпозитов на основе решетчатых упаковок наносфер SiO2 (опаловых матриц), содержащих в межсферических полостях кластеры металлов (Ni, Fe) и их соединений. При рассмотрении магнитных свойств самоорганизующихся упорядоченных 3D-структур композитных метаматериалов на основе опаловых матриц учитывались особенности их формирования. Разработано технологическое оборудование, аппаратные аттестованные стенды и технологические процессы для исследования и экспериментальной проверки частотной зависимости действительной и мнимой компонент диэлектрической проницаемости, магнитной восприимчивости и тангенса потерь. Изучены свойства нанокомпозитов, изготовленных на основе опаловых матриц, в зависимости от состава и содержания в межсферических нанополостях кластеров металлов. Установлены фазовые и частотные изменения диэлектрических и магнитных свойств метаматериалов при внешних воздействиях. Приведены экспериментальные графики частотных зависимостей микроволновой проводимости, действительной и мнимой компонент параметров диэлектрической проницаемости, магнитной восприимчивости и тангенса потерь образцов опаловых матриц, межсферические полости которых заполнены кристаллитами Ni2Fe3, Проверена возможность мультиферроидной структуры управлять магнитными полями. Воздействие магнитного поля наблюдалось при размещении образца нанокомпозита в полеобразующей системе технологического оборудования формирователя электромагнитных полей. Образец одновременно облучался изменяющимся электромагнитным и высокочастотным импульсно-периодическим электромагнитным полем. Электромагнитное поле, используемое в качестве управляющего и при частотном его переключении на фиксированных частотах, влияло на изменения диэлектрической проницаемости образцов опаловых матриц. Это приводило к изменению значения компоненты одновременно воздействующего импульсно-периодического электромагнитного поля в области более высоких частот в пределах 45%. Данный эффект управления использовался при разработке устройств уничтожения информации.

Информация об авторах:
Хлопов Борис Васильевич, *д.т.н., начальник отдела, АО "ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга", Москва, Россия*
Шашурин Василий Дмитриевич, *д.т.н., профессор, Зав. Кафедрой "Технологии приборостроения", МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия*
Чучева Галина Викторовна, *д.ф.-м.н., заместитель директора, Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. академика В.А. Котельникова Российской академии наук, Фрязино, Россия*
Самойлова Валерия Сергеевна, *инженер, научно-технического отдела, АО "ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга", Москва, Россия*
Митягина Алла Борисовна, *ведущий инженер, Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. академика В.А. Котельникова Российской академии наук, Фрязино, Россия*

Для цитирования:
Хлопов Б.В., Шашурин В.Д., Чучева Г.В., Самойлова В.С., Митягина А.Б. Исследование возможности мультиферроидных метаматериалов на основе опаловых матриц изменять свои параметры под воздействием внешнего электромагнитного поля // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 38-44.

For citation:
Hlopov B.V., Shashurin V.D., Chucheva G.V., Samoylova V.S., Mityagina A.B. (2017). The possibility research of multiferroidny metamaterials on the basis of opal matrixes to change the parameters under the influence of the external electromagnetic field. *T-Comm*, vol. 11, no.10, pp. 38-44. *(in Russian)*

1. Введение

Наноструктурированные мультиферроидные метаматериалы

Метаматериалы, организованные в матрицу, представляют собой структуру, способную управлять в определенных условиях магнитными полями, звуком, светом и др. Мультиферроидные метаматериалы, изготовленные с использованием нанотехнологий, состоят из диэлектрической основы, включающей множество элементов различной конфигурации. Элементы с известной конфигурацией [1] (кольца и стержни) выполняют функции антенн, взаимодействуя с электрической и магнитной компонентами электрического поля. На рисунке 1 приведено изображение структуры мультиферроидного метаматериала.

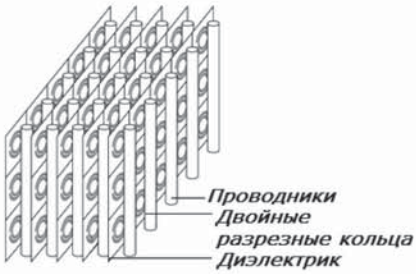
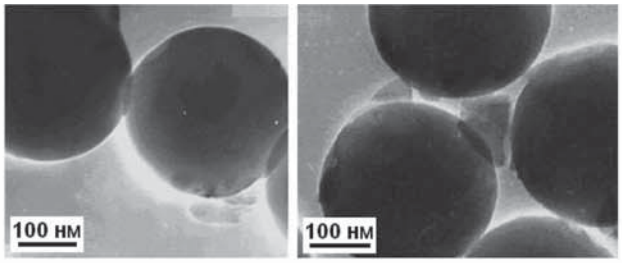


Рис. 1. Матрица мультиферроидного метаматериала

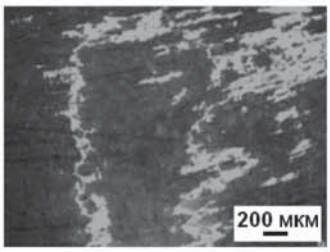
Одним из направлений в исследовании мультиферроидных метаматериалов является поиск эффективной композиции наноструктуры, обеспечивающей получение качественного взаимодействия с магнитной компонентой электрического поля. Отечественными производителями были разработаны и предложены самоорганизующиеся структуры композитных метаматериалов на основе опаловых матриц, расположенных в строгом геометрическом порядке [2].

Технология позволяет получить образцы нанокомпозитов объемом > 1 см^3 на основе опаловых матриц с диаметром наносфер SiO_2 ~260 нм, межсферические полости которых частично (> 20%) заполнены кластерами магнитных материалов (соединений на основе Ni и Fe) с образованием 3*D*-нанорешеток таких кластеров [3]. Образцы нанокомпозитов после пропитки и низкотемпературной (~400–500°C) термообработки проходят высокотемпературную (900–1200°C) термообработку (в различных газовых средах, например, на воздухе или в водороде), что приводит к формированию в них различной концентрации кристаллических фаз сплавов и оксидов металлов. После высокотемпературной термообработки полученные нанокомпозиты характеризуются высокой механической и термической (до 1100°C) прочностью, а также химической стойкостью [4], что позволяет изготавливать образцы необходимых для практического применения формы и размеров.

На рисунке 2 приведено изображение структуры мультиферроидного метаматериала на основе опаловых матриц. Снимки получены с использованием просвечивающего электронного микроскопа (ПЭМ) JEM200 и оптического микроскопа Olimp.



а)



б)

Рис. 2. *а*) Электронно-микроскопические (ПЭМ) снимки опаловой матрицы, чьи межсферические нанополости заполнены кластерами Co+Ni (№ 397); *б*) оптический снимок поверхности нанокомпозита (образца №397/5-700

Исследование характеристик и использование нанокомпозитов на основе опаловой матрицы стали актуальными при разработке СВЧ-устройств. При облучении нанокомпозита на основе опаловой матрицы с микроволновой проводимостью электромагнитным полем повышается интегральная электромагнитная восприимчивость матрицы, обеспечивается формирование электромагнитных полей структурой метаматериала в виде их мультипликации [5].

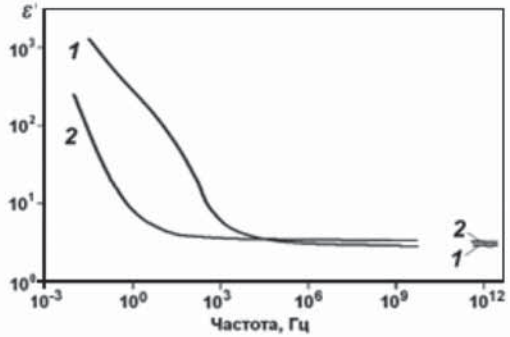
Для оценки дальнейшего перспективного направления использования в электронной промышленности нанотехнологий проведены исследования частотно-резонансных свойств элементов структуры образцов нанокомпозитов, изготовленных на основе опаловых матриц, в зависимости от их формы и содержащихся в межсферических нанополостях кластеров металлов.

2. Экспериментальные диэлектрические характеристики образцов нанокомпозитов

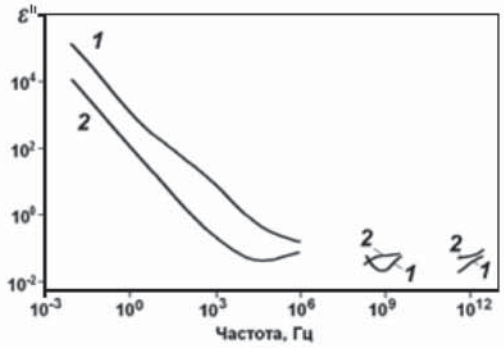
Были исследованы полученные образцы нанокомпозитов в переменном электрическом поле в диапазоне частот от 100 Гц до 3012 МГц. Исследована частотная зависимость действительной (ε') и мнимой (ε'') компонент диэлектрической проницаемости на разработанном стенде. Структурная схема измерительного стенда представлена на рис. 3.

На рисунках 4 и 5 представлены параметры диэлектрической проницаемости опаловых матриц, межсферические полости которых заполнены кластерами Ni_2Fe (*1*) и Ni_2Fe_3 (*2*).

Рис. 3. Структурная схема измерительного стенда



а)



б)

Рис. 4. Графики частотных зависимостей действительной (*а*) и мнимой (*б*) компонент диэлектрической проницаемости опаловых матриц, межсферические полости которых заполнены кластерами Ni_2Fe (*1*) и Ni_2Fe_3 (*2*)

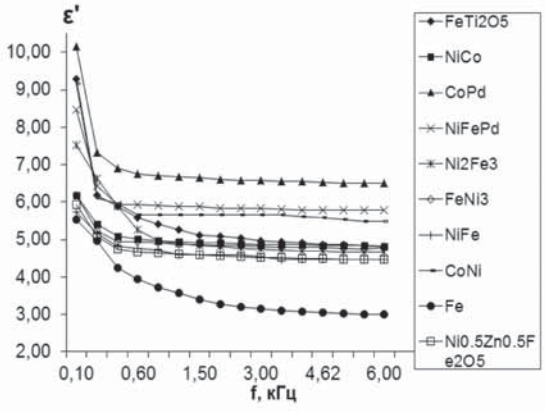
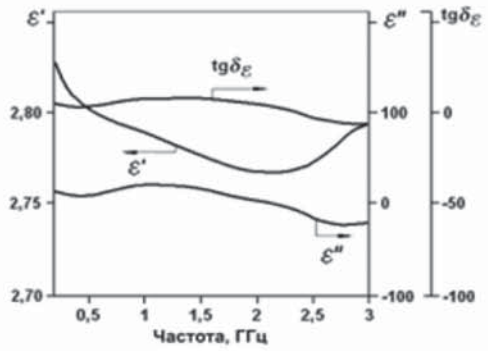


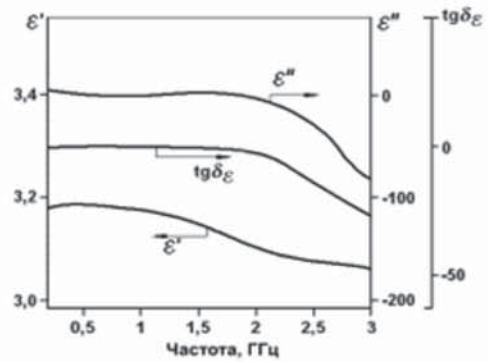
Рис. 5. Графики зависимости диэлектрической проницаемости образцов метаматериалов от частоты

На рисунке 6 представлены частотные зависимости действительной и мнимой компонент параметров диэлектрической проницаемости, а также тангенса потерь tg$\delta\varepsilon$ образцов опаловых матриц, межсферические полости которых заполнены кристаллитами Ni_2Fe и Ni_2Fe_3, сформированными при различных условиях термической обработки.

Полученные результаты диэлектрической проницаемости для образцов опаловых матриц, содержащих в межсферических нанополостях кластеры Ni_2Fe, Ni_2Fe_3 во всем исследуемом диапазоне частот имеют низкие диэлектрические потери и мало зависят от частоты, кроме подъема в области низких частот. Диэлектрическая дисперсия частот выражена слабо в микроволновом диапазоне, а все основные изменения (рис. 4-6) протекают на более низких частотах [6]. Изменение компонент действительной и мнимой диэлектрической проницаемости образцов Ni_2Fe_3 опаловых матриц метаматериалов экспериментально были получены в частотной области до 500 кГц.



а)



б)

Рис. 6. Графики частотных зависимостей действительной ε′ и мнимой ε″ компонент диэлектрической проницаемости, а также тангенса потерь tgδε образцов опаловых матриц, межсферические полости которых заполнены кристаллитами Ni_2Fe, Ni_2Fe_3, сформированными при температурах: *а)* 1200°С (термообработка на воздухе); *б*) 1000°С (термообработка в H_2)

3. Экспериментальные магнитные характеристики образцов нанокомпозитов

Для исследования магнитных свойств образцов был разработан стенд [7], обеспечивающий контроль магнитной восприимчивости материалов. Стенд состоит из полеобразующей системы, генератора тока, источника питания, системы охлаждения дросселя и аттестованных поверенных измерительных приборов (рис. 7).

Метод исследования магнитной восприимчивости образцов Ni_2Fe_3 опаловых матриц метаматериалов [8] заключается в облучении их электромагнитными полями в рабочем диапазоне частот стенда и в сравнении результатов с полученными характеристиками образцов (SiO_2, Cu) немагнитных материалов.

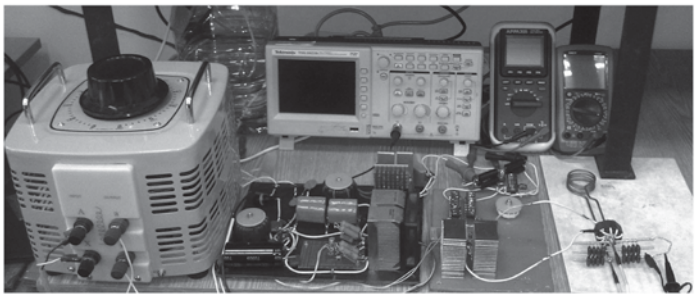


Рис. 7. Оборудование для испытаний образцов магнитных метаматериалов на основе опаловых матриц

При испытаниях изменялось напряжение питания генератора тока, и измерялись следующие параметры: ток дросселя, напряжение питания генератора тока, амплитуда напряжения на емкостном накопителе и напряженность магнитного поля. Использовались измеритель параметров электрического и магнитного полей ВЕ-МЕТР-АТ-002 (-003) и измеритель плотности потока электромагнитной энергии типа М3-90. На рисунке 8 показаны кривые, отображающие изменение напряженности магнитного поля от изменения напряжения питания дросселя, при облучении образцов синусоидальным электромагнитным полем на фиксированных частотах 344, 480 и 500 кГц. Образцы размещались в центральной области дросселя в полеобразующей системе. На рис. 8 видно отличие и ярко выраженная зависимость характеристик напряженности синусоидального электромагнитного поля от изменения напряжения питания генератора тока.

Из приведенных результатов измерений (рис. 8, 9) хорошо виден вклад в магнитную восприимчивость и магнитную индукцию, связанный с наличием повышенной микроволновой проводимости в образцах, содержащих в межсферических нанополостях матриц кластеры металлов (кривые 1-5).

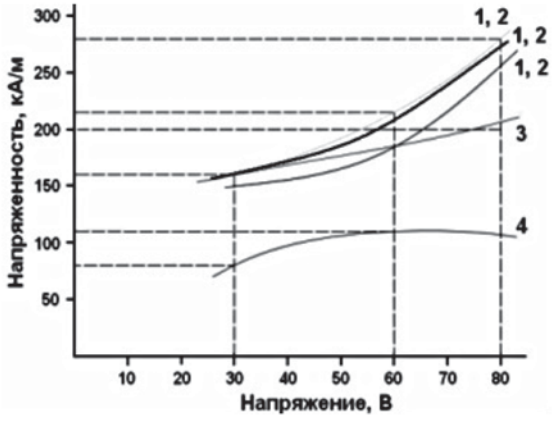


Рис. 8. Зависимость напряженности магнитного поля от изменения напряжения питания генератора тока воздействующего на образцы Ni_2Fe_3, Ni_2Fe (*1*, *2*) и Cu; SiO_2 (*3*, *4*)

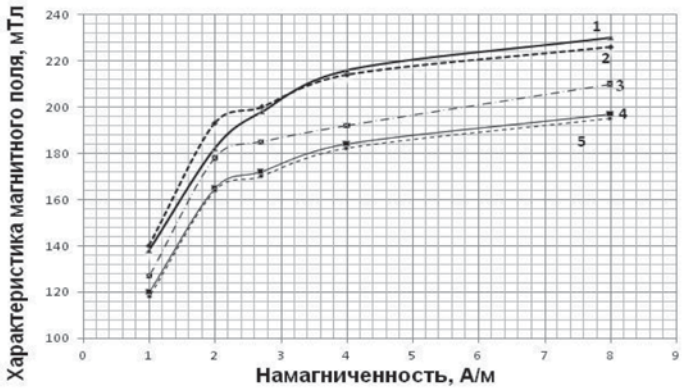
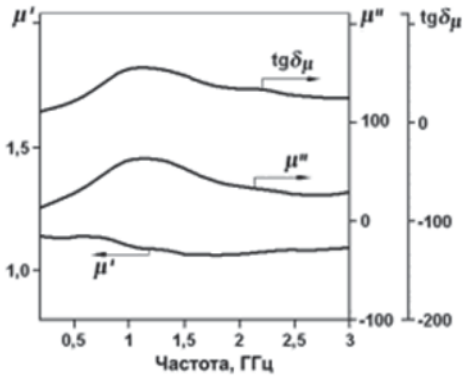
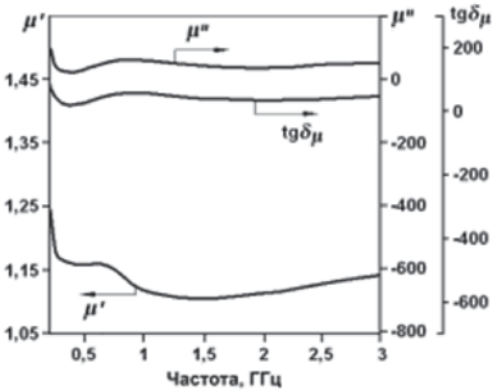


Рис. 9. Сравнительные характеристики магнитной восприимчивости при использовании следующих образцов компазитных наноматериалов, содержащих кластеры: 1 – Co+Pd; 2 – $FeNi_3$+Co; 3 – $Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$; 4 Co+Ni; 5 – Ni_2Fe_3

Измерения компонент магнитной восприимчивости в диапазоне высоких частот ($1 \cdot 10^6$–$3{,}0 \cdot 10^9$ Гц) были проведены с использованием диэлектрического спектрометра и импедансным анализатором Agilent 4291B (рис. 10).



а)



б)

Рис. 10. Графики частотных зависимостей действительной μ' и мнимой μ'' параметров магнитной восприимчивости, а также тангенса потерь tg$\delta\mu$образцов опаловых матриц, межсферические полости которых заполнены кристаллитами Ni_2Fe_3, сформированными в атмосфере H_2 при температурах: *а)* 650°C; *б)* 1000°C

По результатам исследований были сделаны выводы, что метаматериалы представляют нанокомпозиты, состоящие из элементов (наноблоков) в структуре опаловой матрицы, чьи геометрические размеры (десятки и сотни нанометров) значительно превосходят атомарные [9]. Последнее означает, что для таких материалов в случае μ(ω) невозможно пренебречь вкладом от диэлектрической проницаемости (зависящей от времени), поскольку магнитный момент единицы объема кластера определяется токами электрической поляризации. На том же стенде проведены испытания образцов наноматериалов других составов (рис. 11). В основном у всех образцов ярко выражен вклад в магнитную восприимчивость и магнитную индукцию, связанный с наличием повышенной микроволновой проводимости. Повышенная микроволновая проводимость образцов наноматериалов предопределяет магнитную восприимчивость, которая в определенной степени зависит от изменения частоты при воздействии внешним импульсным электромагнитным полем [10].

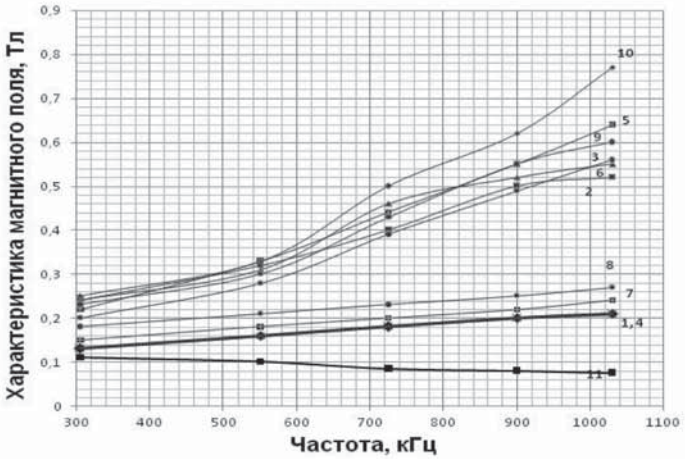


Рис. 11. Сравнительные характеристики магнитнаой восприимчивости от изменения частоты при использовании следующих образцов наноматериалов, содержащих кластеры: 1 – $FeTi_2O_5$; 2 – Ni+Fe; 3 – Ni+Fe+Co; 4 – Ni+Co; 5 – Fe; 6 – $FeNi_3$; 7 – Ni_2Fe_3 + дополнительные рентгеноаморфные фазы металлов; 8 –$Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$; 9 – Co+Pd; 10 – Ni+Fe+Pd; 11 – Cu

Частотные зависимости микроволновой проводимости незаполненной опаловой матрицы и нанокомпозитов на основе опаловая матрица, чьи межсферические нанополости заполнены различными материалами, представлены на рис. 12.

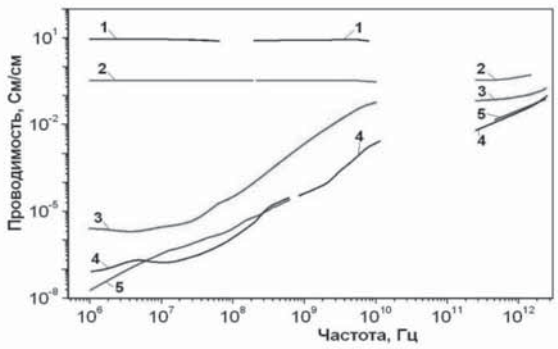


Рис. 12. Частотные зависимости микроволновой проводимости; незаполненная опаловая матрица (5) и нанокомпозитов – опаловая матрица, чьи межсферические нанополости частично заполнены: 1 – Ni_3Fe (№ 396); 2 – Fe (№ 395); 3 – куб. фазы Co+Ni (№ 397); 4 – Ni_2Fe_3 и рентгеноаморфная фаза (№ 413)

4. Экспериментальная проверка свойств мультиферроидной структуры управлять в определенных создаваемых условиях магнитными полями

Анализ экспериментальных характеристик магнитной восприимчивости в зависимости от частоты при исследовании образцов наноматериалов, приведенных на рис. 11, показывает, что при определенных условиях воздействия электромагнитными полями на метаматериалы со структурой опала диапазон частот может быть расширен в область низких частот. Возможность мультиферроидной структуры управлять в определенных создаваемых условиях магнитными полями проверялась с помощью разработанного [11] метода на аттестованном технологическом оборудовании.

Из всего перечня образцов для проведения испытания выбран образец опаловой матрицы, полости которой заполнены Ni_2Fe_3 и рентгеноаморфной фазой с относительно средним значением магнитнаой восприимчивости от изменения частоты [12, 13]. Испытания проводились на технологическом оборудовании в полеобразующей системе, размещенной в замкнутом пространстве. Схема полеобразующей системы представлена на рис. 13.

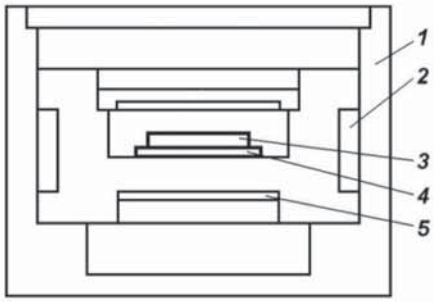


Рис. 13. Схема полеобразующей системы, реализующей бесконтактный метод: *1* – корпус; *2* – дроссель синусоидального электромагнитного поля; *3* – образец нанокомпозитного формирователя (мультипликатора на основе опаловой матрицы) электромагнитных полей; *4* – датчик измерителя напряженности магнитных полей; *5* – облучатель импульсно-периодического электромагнитного поля

Проверка возможности управления электромагнитным полем заключалась в последовательном и совместном облучении образцов изменяющимися электромагнитными полями и импульсно-периодическим электромагнитным полем. Эффективное управление было получено при размещении в технологическом оборудовании в полеобразующей системе (рис. 13) образца нанокомпозитного формирователя электромагнитных полей (образец опаловая матрица – Ni_2Fe_3), выполненного в виде пластины [14].

Электромагнитное поле, создаваемое дросселем, интенсивностью не менее 1050 кА/м, облучает формирователь на фиксированных частотах 344, 480 и 500±50 кГц с постоянной амплитудой синусоидального электромагнитного поля. Оно использовалось в качестве управляющего и при частотном переключении влияло на изменения диэлектрической проницаемости образцов. Одновременно воздействовали и короткими импульсами с плотностью потока мощности импульсно-периодического электромагнитного поля, облучающего с длительностью импульсов от 50 до 100 нс, при интенсивности облучения 10 Вт/см^2 в импульсе.

Для контроля энергию тестировали измерителем плотности потока энергии и измеряли напряженность магнитного поля [15].

Изменение экспериментально измеренного значения компоненты воздействующего импульсно-периодического электромагнитного поля в пределах 45% при переключении на фиксированных частотах управляющего электромагнитного поля считали результатом значительного электрического "отклика", для компоненты магнитного поля с одновременным изменением электромагнитной восприимчивости метаматериала и уменьшением экранирующих воздействий материала, содержащего в межсферических нанополостях кластеры Ni_2Fe_3 [9]. Проведенные исследования позволили использовать синтезированные материалы при разработке устройств уничтожения информации [16], также СВЧ-устройств.

5. Заключение

Структура, заполненная кластерами металлов, плотно связанных между собой токами электрической поляризации в межсферических нанополостях опаловых матриц, создает энергозависимые образования, которые обладают селективными свойствами, позволяющими разработчикам управлять заданными характеристиками.

Экспериментально подтверждено в опаловых матрицах, в которых нанополости частично заполнены металлами, наблюдается микроволновая проводимость и при воздействии внешних электромагнитных полей, наблюдается значительный электрический "отклик", возникает эффект изменяющий компоненты магнитного поля. Образцы магнитных метаматериалов на основе опаловых матриц могут подавлять излучения во всех направлениях на некоторых частотах или фильтровать электромагнитные излучения в узком диапазоне частот.

Экспериментально показано, что воздействие на образцы нанокомпозитов внешним электромагнитным полем в ограниченном локальном пространстве рабочей камеры полеобразующей системы может привести к эффективному изменению значений до 45% компонент магнитного поля. Свойства метаматериалов, изготовленных на основе опаловых матриц, разработанные методы и технологическое оборудование были использованы при разработке устройств уничтожения информации.

Литература

1. META'16, 7th International Conference on Metamaterial, Photonic Crystals and Plasmonics. Torremolinos (Malaga), Spain. July 25, 2016 – July 28. 2016. http://www.metaconferences.org.

2. *Самойлович М.И., Белянин А.Ф., Бовтун В., Чучева Г.В., Хлопов Б.В.* Кристаллизация металлов (Ni, Fe) и соединений на их основе в межсферических нанополостях опаловых матриц // Наноматериалы и наноструктуры – XXI век. 2016. Т. 7. № 4. С. 24-31.

3. *Ринкевич А.Б., Устинов В.В., Самойлович М.И., Белянин А.Ф., Клещева С.М., Кузнецов Е.А.* Нанокомпозиты на основе опаловых матриц с 3*D*-структурой, образованной магнитными наночастицами // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2008. № 4. С. 55-63.

4. *Самойлович М.И., Белянин А.Ф., Клещева С.М.* Фазовые превращения кремнезема в межсферических нанополостях опаловых матриц // Российский химический журнал. 2012. Т. LVI. № 3-4. С. 155-162.

5. *Хлопов Б.В., Самойлович М.И., Митягин А.Ю.* Исследование пространственного мультиплицирования импульсного магнитного поля образцами метаматериалов // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. № 1. С. 48-51.

6. *Самойлович М.И., Ринкевич А.Б., Бовтун В., Белянин А.Ф., Нужный Д., Кемпа М., Клещева С.М.* СВЧ-характеристики, микроволновая проводимость и диэлектрические свойства нанокомпозитов на основе опаловых матриц с заполнением межсферических нанополостей металлами // Наноинженерия. 2012. № 3. С. 22-30.

7. *Хлопов Б.В., Чучева Г.В., Самойлович М.И.* Исследование восприимчивости к магнитным полям образцов нанокомпозитных материалов на основе опаловых матриц для аппаратуры стирания информации // T-Comm: телекоммуникация и транспорт. 2014. Т. 8. № 10. С. 82-87.

8. *Хлопов Б. В., Самойлович М. И., Митягин А.Ю.* Использование метаматериалов на основе опаловых матриц в системах стирания информации на магнитных носителях // Наноинженерия. 2013. № 4. С. 29-34.

9. *Rinkevich A.B., Samoilovich M.I., Klescheva S.M.. Perov D.V., Burhanov A.M., Kuznetsov E.A.* Millimeter-Wave Properties and Structure of Gradient Co-Ir Films Deposited on Opal Matrix // IEEE TRANSACTIONS ON NANOTECHNOLOGY. 2014. V. 13. № 1. P. 3–9 DOI: 10.1109/TNANO.2013.2273565.

10. *Ustinov V.V., Rinkevich A.B., Perov D.V., Samoylovich M.I., Klescheva S.M.* Anomalous magnetic antiresonance and resonance in ferrite nanoparticles embedded in opal matrix // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. 2012. V. 324. P. 78-82.

11. Патент RU № 2323491 от 27.04.2008 г. (приоритет от 16.05.2006 г.). Бюл. № 12.

12. *Rinkevich A.B., Pardavi-Horvath M., Samoylovich M.I.* Microwave Properties of3D-Nanocomposites with Particles Composed of Fe, Ni and Pd. // Proceedings of the 44-th European Microwave Conference. 6-9 Oct 2014, Rome, Italy: European Microwave Association. P. 1206-1209.

13. *Самойлович М.И., Бовтун В., Ринкевич А.Б., Белянин А.Ф., Клещева С.М., Кемпа М., Нужный Д.* Пространственно-неоднородные материалы на основе решетчатых упаковок наносфер SiO_2 // Инженерная физика. 2010. № 6. С. 29-38.

14. *Хлопов Б.В., Самойлович М.И., Белянин АКлещева С.М.* Использование нанокомпозитных материалов на основе опаловых матриц в аппаратуре уничтожения информации. // Наноинженерия. 2014. № 9. С. 20-23.

15. Патент на изобретение №2549111 от 25.03.2015г. (приоритет от 23.08.2013г). Бюл. № 11.

16. *Хлопов Б.В., Самойлович М.И., Бовтун В.* Исследование эффекта мультипликации электромагнитных полей в устройствах бесконтактного стирания информации с электронных носителей с использованием нанокомпозитов на основе опаловых матриц // Нано и микросистемная техника. 2013. № 7. С. 6-13.

THE POSSIBILITY RESEARCH OF MULTIFERROIDNY METAMATERIALS ON THE BASIS OF OPAL MATRIXES TO CHANGE THE PARAMETERS UNDER THE INFLUENCE OF THE EXTERNAL ELECTROMAGNETIC FIELD

Boris V. Hlopov, *SC Central Research Radio Engineering Institute of the Academician A.I. Berg, Moscow, Russia, hlopovu@yandex.ru*
Vasily D. Shashurin, *MSTU of N.E. Bauman, Moscow, Russia, shashurin@bmstu.ru*
Galina V. Chucheva, *the Fryazino branch of Institute of radio engineering and electronics of the academician V.A. Kotelnikov of the Russian Academy of Sciences, Fryazino, Russia, gvc@ms.ire.rssi.ru*
Valeria S. Samoylova, *JSC Central Research Radio Engineering Institute of the Academician A.I. Berg, Moscow, Russia, Samvalser@yandex.ru*
Alla B. Mityagina, *the Fryazino branch of Institute of radio engineering and electronic engineers of the academician V.A. Kotelnikov of the Russian Academy of Sciences, Fryazino, Russia, alla-mityagina@yandex.ru*

Abstract
Properties of multiferroik for the purpose of their possible use as the materials capable to control electromagnetic fields in the developing microwave devices and devices of the emergency destruction of information considered. Conditions of formation of nanoaggregates on the basis of lattice packages of nanospheres of SiO2 (opal matrixes) containing clusters of metals in interspherical cavities (Ni, Fe) and their connections are given. When reviewing the magnetic properties which are self-organized ordered 3D - structures of composite metamaterials on the basis of opal matrixes features of their formation were considered. The technology equipment, the hardware certified benchs and technological processes is developed for a research and the experimental check of the frequency dependence of the valid and imaginary components of dielectric permittivity, magnetic susceptibility and a tangent of losses. Properties of the nanoaggregates made on the basis of opal matrixes depending on composition and contents in interspherical nanocavities of clusters of metals are studied. Phase and frequency changes of dielectric and magnetic properties of metamaterials in case of external influences are set. The experimental diagrams of the frequency dependences of microwave conductivity, the valid and imaginary components of parameters of dielectric permittivity, magnetic susceptibility and a tangent of losses of samples of opal matrixes which interspherical cavities are filled with Ni2Fe3 crystallites are provided in the provided materials, the possibility of multiferroidny structure to control magnetic fields Is checked. Influence of a magnetic field was watched in case of placement of a sample of a nanoaggregate in the field forming system of a technology equipment of the generator of electromagnetic fields. The sample was at the same time irradiated with the changing electromagnetic and high-frequency impulse and periodic electromagnetic field. The electromagnetic field used as the managing director and in case of his frequency switching on the fixed frequencies influenced changes of dielectric permittivity of samples of opal matrixes. It led to change of value of a component of at the same time influencing impulse and periodic electromagnetic field in the field of higher frequencies within 45%. This effect of control was used by development of devices of destruction of information.

Keywords: *nanoparticles, metamaterials, nanocomposite, electromagnetic field, fieldforming system.*

References

1. META'16, 7th International Conference on Metamaterial, Photonic Crystals and Plasmonics. Torremolinos (Malaga), Spain. July 25, 2016 – July 28. 2016. http://www.meta-conferences.org.
2. Samoylovich M.I., Belyanin A.F., Bovtun V., Chucheva G.V., Hlopov B.V. (2016). Crystallization of metals (Ni, Fe) and connections on their basis in interspherical nanocavities of opal matrixes. *Nanomaterialy and nanostructures – XXI century*. Vol. 7. No. 4. Pp. 24-31.
3. Rinkevich A.B., Ustinov V.V., Samoylovich M.I., Belyanin A.F., Kleshcheva S.M., Kuznetsov E.A. (2008). Nanocomposites on the basis of opal matrixes with 3D-structure formed by magnetic nanoparticles. *Technology and designing in the electronic equipment*. No. 4. Pp. 55-63.
4. Samoylovich M.I., Belyanin A.F., Kleshcheva S.M. (2012). Phase transformations of silicon dioxide in interspherical nanocavities of opal matrixes. *The Russian chemical magazine*. Vol. LVI. No. 3-4. Pp. 155-162.
5. Hlopov B.V., Samoylovich M.I., Mityagin A.Yu. (2013). The research of spatial multiplication of pulse magnetic field samples of metamaterials. *T-Comm*. No. 1. Pp. 48-51.
6. Samoylovich M.I., Rinkevich A.B., Bovtun V., Belyanin A.F., Noodgniy D., Kempa M., Kleshcheva S.M. (2012). Microwave characteristics, microwave conductivity and dielectric properties of nanocomposites on the basis of opal matrixes with filling of interspherical nanocavities with metals. *Nanoengineering*. No. 3. p. 22-30.
7. Hlopov B.V., Chucheva G. V., Samoylovich M.I. (2014). A susceptibility research to magnetic fields of samples of nanocomposite materials on the basis of opal matrixes for the equipment of deleting of information. *T-Comm*. Vol. 8. No. 10. Pp. 82-87.
8. Hlopov B.V., Samoylovich M.I., Mityagin A.Yu. (2013). Use of metamaterials on the basis of opal matrixes in the systems of deleting of information on magnetic carriers. *Nanoengineering*. No. 4. Pp. 29-34.
9. Rinkevich A.B., Samoilovich M.I., Klescheva S.M.. Perov D.V., Burhanov A.M., Kuznetsov E.A. (2014). Millimeter-Wave Properties and Structure of Gradient Co-Ir Films Deposited on Opal Matrix. *IEEE TRANSACTIONS ON NANOTECHNOLOGY*. Vol. 13. No. 1. P.p 3-9 DOI: 10.1109/TNANO.2013.2273565
10. Ustinov V.V., Rinkevich A.B., Perov D.V., Samoylovich M.I., Klescheva S.M. (2012). Anomalous magnetic antiresonance and resonance in ferrite nanoparticles embedded in opal matrix. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. Vol. 324. Pp. 78-82.
11. The RU No. 2323491 patent from 4/27/2008 (a priority from 5/16/2006). Bulletin No. 12.
12. Rinkevich A.B., Pardavi-Horvath M., Samoylovich M.I. (2014). Microwave Properties of3D-Nanocomposites with Particles Composed of Fe, Ni and Pd. *Proceedings of the 44-th European Microwave Conference. 6-9 Oct 2014, Rome, Italy*: European Microwave Association. Pp. 1206-1209.
13. Samoylovich M.I., Bovtun V., Rinkevich A.B., Belyanin A.F., Kleshchev S.M., Kempa M., Noodgnyi D. (2010). Spatial and non-uniform materials on the basis of trellised packings of nanospheres of SiO2. *Engineering physics*. No. 6. Pp. 29-38.
14. Hlopov B.V., Samoylovich M.I., Belyanin A., Kleshcheva S.M. (2014). Use of nanocomposite materials on the basis of opal matrixes in the equipment of destruction of information. Nanoengineering. No. 9. Pp. 20-23.
15. The patent for an invention No. 2549111 of 25.03.2015 (a priority of 23.08.2013). Bulletin No. 11.
16. Hlopov B.V., Samoylovich M.I., Bovtun V. (2013). The research of effect of animation of electromagnetic fields in devices of contactless deleting of information from electronic media with use of nanocomposites on the basis of opal matrixes. *Nano and the microsystem equipment*. No. 7. Pp. 6-13.

Information about authors:
Boris V. Hlopov, *Dr.Sci.Tech., head of department, JSC Central Research Radio Engineering Institute of the Academician A.I. Berg, Moscow, Russia*
Vasily D. Shashurin, *Dr.Sci.Tech., professor, Department chair of "Technology of instrument making", MSTU of N.E. Bauman, Moscow, Russia*
Galina V. Chucheva, *Dr.Ph-Math.Sci., the deputy director, the Fryazino branch of Institute of radio engineering and electronics of the academician V.A. Kotelnikov of the Russian Academy of Sciences, Fryazino, Russia*
Valeria S. Samoylova, *engineer of scientific and technical department, JSC Central Research Radio Engineering Institute of the Academician A.I. Berg, Moscow, Russia*
Alla B. Mityagina, the leading engineer, the Fryazino branch of Institute of radio engineering and electronic engineers of the academician V.A. Kotelnikov of the Russian Academy of Sciences, Fryazino, Russia

МЕТОД АКУСТИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ ВРАЩАЮЩИХСЯ ЧАСТЕЙ АНТЕННО-ФИДЕРНЫХ УСТРОЙСТВ С ПРИМЕНЕНИЕМ САМООБУЧАЮЩЕЙСЯ НЕЙРОСЕТИ

Допира Роман Викторович,
ОАО НПО "РУСБИТЕХ", г. Тверь, Россия, rvdopira@yandex.ru

Маслов Федор Дмитриевич,
Военная академия воздушно-космической обороны имени Маршала Советского Союза Г. К. Жукова, г. Тверь, Россия, navis699@mail.ru

Королев Валерий Викторович,
Военная академия воздушно-космической обороны имени Маршала Советского Союза Г. К. Жукова, г. Тверь, Россия, navis699@mail.ru

Шароглазов Вадим Борисович,
Военно-космическая академия имени А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия, sh.vadim.b@yandex.ru

Ключевые слова: *диагностика; акустические датчики; нейросеть Кохонена; преобразование Фурье; вейвлет-преобразование.*

Механизмы прогнозирования технического состояния антенно-фидерных устройств, являются наиболее выгодными, с точки зрения экономической эффективности. Причиной этого является усложнение и удорожание самих объектов прогноза. Следствием этого является создание механизмов диагностики, обеспечивающих необходимой информацией о техническом состоянии объекта прогностические системы, с приемлемым соотношением качества выдаваемой информации к стоимости системы диагностирования. Достаточно выгодным, в этом свете, выглядит сбор статистической информации методами неразрушающего контроля.
Вписывающимся в данную постановку задачи, удовлетворяющим требованиям относительной простоты и дешевизны, является метод акустического контроля - диагностики. В данной статье говориться об использовании данного метода, как одного из инструментов сбора информации для прогнозирования технического состояния антенно-фидерных устройств. Предлагается совершенствование существующего метода по трем направлениям: элементной базе аудиодатчиков, математическому аппарату анализа сигналов, а также механизмам определения неисправностей. По направлению элементной базы аудиодатчиков предлагается использование USB-микрофонов, как инструментов, обеспечивающих достаточную точность анализируемых сигналов, при низкой цене оборудования. В качестве изменений математического аппарата анализа сигналов предлагается использование вейвлет-преобразование сигналов, оно дает преимущество, перед использующимся преобразованием Фурье, в точности и устраняет принцип неопределенности Гейзенберга. По третьему направлению анализа аудиосигналов неисправностей предлагается использование современного подхода, часто использующегося в других областях науки и программирования - нейронных сетей. С помощью предложенной нейросети Кохонена, с возможностью, как самообучения, так и обучения оператором, приобретается серьезный инструмент анализа аудио сигналов и поиска неисправностей, с высокой точностью и низкой вероятностью ошибок.

Информация об авторах:
Допира Роман Викторович, *д.т.н., профессор, начальник отдела ОАО НПО "РУСБИТЕХ", г. Тверь, Россия*
Маслов Федор Дмитриевич, *адъюнкт Военной академии воздушно-космической обороны имени Маршала Советского Союза Г. К. Жукова, г. Тверь, Россия*
Королев Валерий Викторович, *д.в.н., профессор, профессор Военной академии воздушно-космической обороны имени Маршала Советского Союза Г. К. Жукова, г. Тверь, Россия*
Шароглазов Вадим Борисович, *преподаватель кафедры организации эксплуатации и технического обеспечения ВВСТ Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия*

Для цитирования:
Допира Р.В., Маслов Ф.Д., Королев В.В., Шароглазов В.Б. Метод акустической диагностики вращающихся частей антенно-фидерных устройств с применением самообучающейся нейросети // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 45-50.

For citation:
Dopira R.V., Maslov F.D., Korolev V.V., Sharoglaxo V.B. (2017). Method of acoustic diagnostics of aerial-feeder devices with self-learning neural network. *T-Comm*, vol. 11, no.10, pp. 45-40. (*in Russian*)

При работе антенно-фидерных устройств возникает проблема невозможности оценки их технического состояния без разборки или частичного демонтажа. Эта проблема решается путем использования средств неразрушающего контроля. Для определения сложности системы контроля, соотношение сложности диагностирующей системы и объекта диагностирования, рассчитывают из соотношения:

$$\sigma = \frac{n_{исх}}{n_k}, \quad (1)$$

где $n_{исх}$ и n_k – число элементов соответственно в исходном устройстве и схеме контроля.

Наилучшими считаются варианты систем с σ > 10 (контрольное оборудование не превышает 10%), достаточно хорошими – с σ ≥ 4 (не более 25%).Увеличение выигрыша в достоверности, как правило, требует усложнения контрольного оборудования [1].

Для диагностирования систем с низкой сложностью компонентов или элементов систем, таких как основание антенно-фидерного устройства (АФУ), система вращения, необходимо использовать оборудование, имеющее достаточно простую схему построения и небольшую элементную базу. Эти условия обосновывают применение метода акустического контроля и создание современной диагностической системы, использующей данный метод.

Основным инструментом акустического контроля являются аудиодатчики, осуществляющие сбор первичной информации. Первичной информацией для системы аудиоконтроля является информация о природе аудиосигнала – его частота и амплитуда.

Преимуществом использования аудиодатчиков, как источников первичной информации, является отсутствие необходимости разработки и производства сложного и дорогостоящего оборудования. Функционально измеритель уровня звука представляющий собой:

1. Электронный микрофон.
2. Усилительный каскад (один или несколько).
3. Преобразователь сигнала.
4. Устройство сопряжения.

Существуют современные высокочувствительные USB микрофоны, удовлетворяющие данным требованиям, частотный диапазон которых разнится 20 – 22000 Гц, в зависимости от цены.

Ниже представлена схема, которая дает представление о простоте данных устройств (рис. 1) [2].

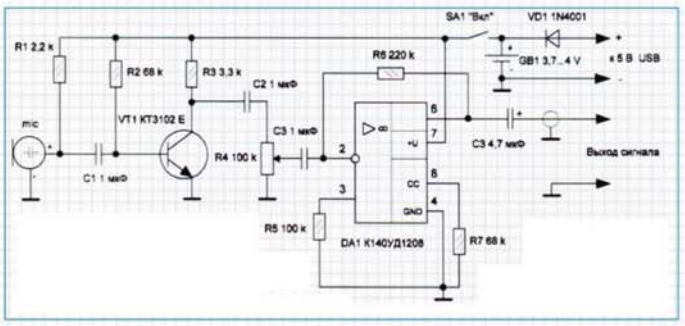


Рис. 1. Схема USB микрофона

Следующим компонентом в системе акустического диагностирования является математический аппарат преобразования сигналов, дающий представление как о характере снимаемых акустических сигналов через анализ их спектра, так и избавляющееся от аудио артефактов и шумов.

Главной математической основой спектрального анализа большинства современных компьютерных систем является преобразование Фурье [3], которое связывает пространственный или временной сигнал с его представлением в частотной области.

Преобразование Фурье функции f является интегральным представлением и задается следующей формулой:

$$\hat{F}(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-ixw} dx, \quad (2)$$

Но преобразование Фурье дает информацию только про частоту, которая присутствует в сигнале и не дает никакой информации про то, в какой промежуток времени эта частота присутствует в сигнале.

Таким образом, для следующего стационарного сигнала (рис.2):

$x(t) = \cos(2\pi \times 10t) + \cos(2\pi \times 25t) + \cos(2\pi \times 50t) + \cos(2\pi \times 100t)$

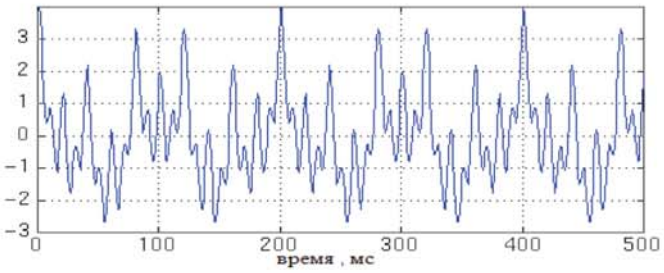


Рис. 2. Стационарный сигнал

Преобразование Фурье будет иметь вид (рис. 3):

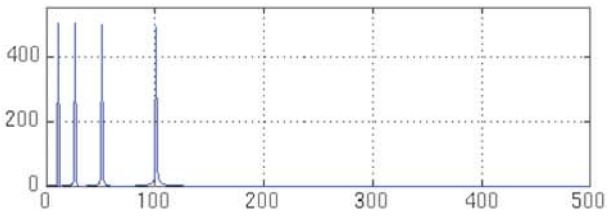


Рис. 3. Преобразование Фурье

А для нестационарного сигнала (рис. 4):

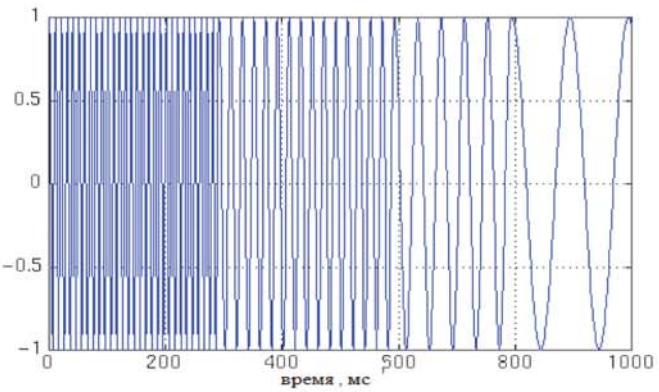


Рис. 4. Нестационарный сигнал

преобразование Фурье будет иметь вид (рис. 5):

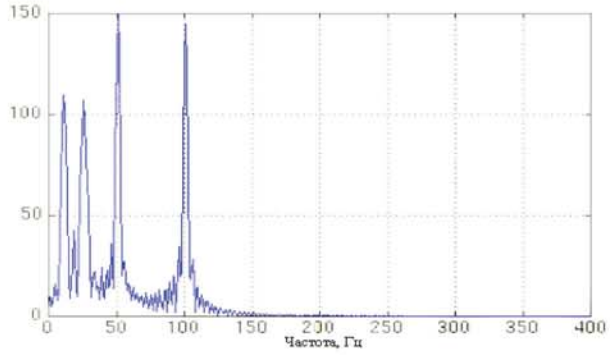


Рис. 5. Преобразование Фурье данного нестационарного сигнала

Таким образом, для двух абсолютно разных сигналов получаем чрезвычайно похожие преобразования Фурье. То есть преобразование Фурье по своей сути не может отличить стационарный сигнал от нестационарного, что является большой проблемой для его применимости.

Другим инструментом спектрального анализа является оконное преобразование Фурье, которое является разновидностью преобразования Фурье и определяется следующим образом:

$$\hat{F}(t,w)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)W(\tau-t)e^{-ixw}d\tau, \qquad (3)$$

где $W(\tau-t)$ – некоторая оконная функция.

Обычно в качестве оконной функции используется гауссиан [4], окно Хемминга, окно Ханна или окно Кайзера. Оконное преобразования Фурье, в отличие от обычного преобразования Фурье, уже является функцией от времени, частоты и амплитуды. То есть она позволяет получать характеристику распределения частоты сигнала (с амплитудой) во времени. Рассмотрим следующий нестационарный сигнал (рис. 6):

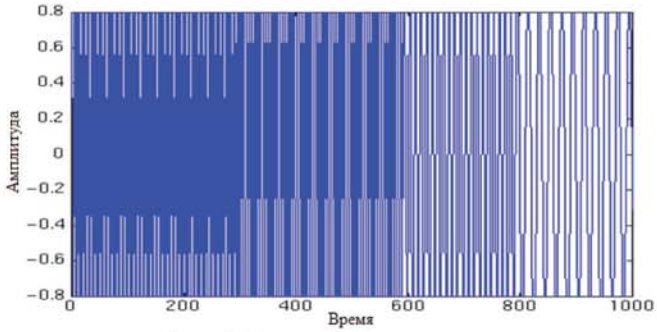


Рис. 6. Нестационарный сигнал

Этот сигнал является стационарным каждые 250 мс (на первом отрезке длинной 250 мс он имеет частоту 300 Гц, на втором – 200 Гц, на третьем – 100 Гц и на четвертом – 50 Гц). Трехмерный (время, частота и амплитуда) график оконного преобразования Фурье будет иметь следующий вид (рис. 7).

На этом графике можно увидеть четыре ярко выраженных максимума, которые соответствуют частотам, присутствующим в сигнале. Самым важным является то, что в отличие от обычного преобразования Фурье получаем значения частот относительно оси времени, то есть, получаем частотно-временную характеристику сигнала.

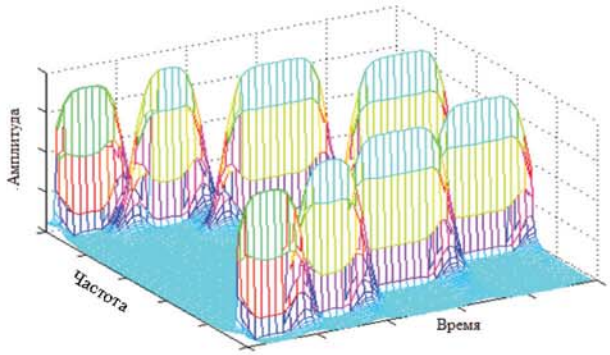


Рис. 7. Трехмерный график оконного преобразования Фурье

Но главной проблемой в использовании оконного преобразования Фурье для получения частотно-временной характеристики сигнала является так называемый принцип неопределенности Гейзенберга, который возникает для параметров времени и частоты сигнала. В основе принципа неопределенности лежит тот факт, что невозможно сказать точно какая частота присутствует в сигнале в данный момент времени (можно говорить только про диапазон частот) и невозможно сказать в какой точно момент времени частота присутствует в сигнале (можно говорить лишь про период времени). В связи с этим возникает проблема разрешающей способности. Разрешающую способность оконного преобразования Фурье можно регулировать с помощью ширины окна. Оконное преобразования Фурье с узким окном в форме гауссиана с масштабом (обратная величина к ширине окна) 0,01 будет иметь следующий вид (рис. 8):

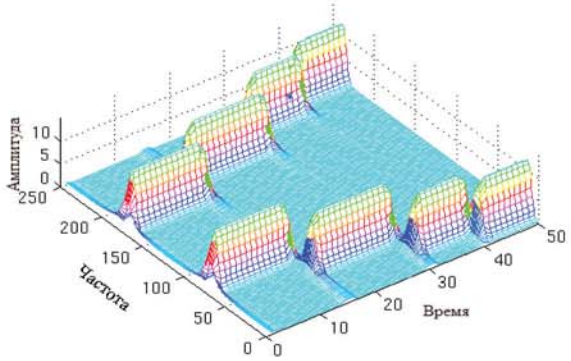


Рис. 8. Оконное преобразования Фурье с окном в форме гауссиана

Как видно, полученное преобразование Фурье имеет хорошую точность относительно времени и плохую точностью относительно частоты (каждый максимум занимает некоторый диапазон частот). При использовании более широкого окна в форме Гаусианна с масштабом 0,00001 оконное преобразование будет иметь вид (рис. 9).

Видно, что в данном случае получаем высокую точность относительно частоты, но при этом очень низкую точность относительно времени. Можно считать, что обычное преобразование Фурье является оконным преобразованием Фурье с окном шириной в бесконечность. Таким образом, при увеличении ширины окна (уменьшении его разрешающей способности) соответственно увеличиваем точность относительно частоты и уменьшаем точность относительно времени. Что ставит проблему подбора значения ширины окна, для достижения оптимальной точности.

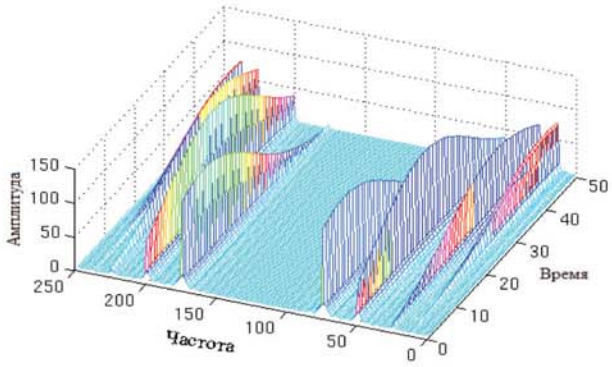


Рис. 9. Оконное преобразования Фурье с окном в форме гауссиана с масштабом 0,00001

Для необходимой точности диагностируемых сигналов следует использовать вейвлет-преобразование [5]. В отличие от преобразования Фурье данный математически аппарат решает проблему неопределенности Гейзенберга, которая возникает для параметров времени и частоты анализируемого сигнала.

Вейвлет-преобразование сигнала $f(t)$ имеет вид:

$$\hat{\psi}(t,s)=\frac{1}{\sqrt{|s|}}\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)\psi^{*}(\frac{t-\tau}{s})dt, \quad (4)$$

где τ – сдвиг по времени, S – масштаб, а ψ^{*} – материнский вейвлет.

Понятие вейвлета означает волну, которая проходит через сигнал и является окном некоторой ширины (масштаба) для некоторого местоположения во времени, в процессе интегрирования сигнала. Материнский вейвлет – это функция, которая является прототипом для всех окон, которые будут генерироваться во время вейвлет-преобразования. Сдвиг по времени регулирует движение генерированных окон по временной компоненте сигнала. Понятие масштаба является обратным к понятию ширины окна. Чем меньше ширина окна, тем больше масштаб, то есть окно захватывает меньшую часть сигнала и сигнал интегрируется более «детально». Чем больше ширина окна, тем меньший масштаб, то есть окно захватывает большую часть сигнала и сигнал, соответственно, интегрируется менее «детально».

Подадим на вход системы нестационарный сигнал вида:

$$s(t)=\sum_{k=0}^{k}(a_k\cos 2\pi k\Delta ft+b_k\sin 2\pi k\Delta ft), \quad (5)$$

Опишем процесс вейвлет-преобразования (в качестве материнского вейвлета используется гауиссиан) некоторого непрерывного сигнала, который действовал на протяжении некоторого промежутка времени (0-200мс) с нормализованной амплитудой (0-1) [6].

Рассчитывается интеграл при начальных условиях τ = 0 и S=1; увеличивается параметр τ(i) = τ(i-1)+e на некоторое достаточно малое число e и рассчитывается интеграл. Выполняется пока τ(i) не станет равным 200мс (рис. 10).

2. Изменяется параметр S = 5, значение τ опять устанавливается в начальную точку сигнала (τ = 0); увеличивается параметр τ(i) = τ(i-1)+e на некоторое достаточно малое число e и рассчитывается интеграл. Выполняется пока τ(i) не станет равным 200мс (концу сигнала).

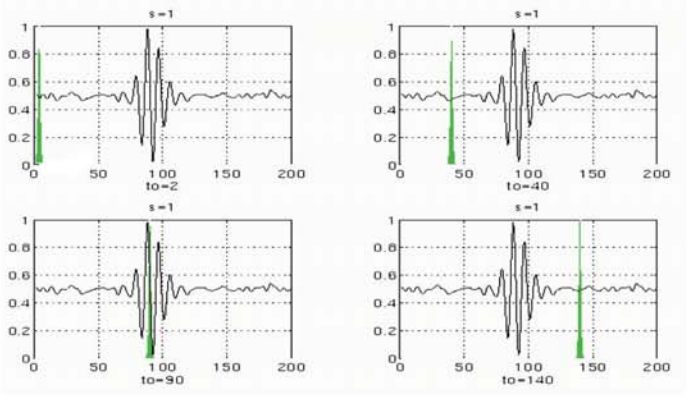


Рис. 10. Изменение сигнала от 0-200мс

Аналогично рассчитываются интегралы для значений параметра S = 20, S = 50 и т.д. В результате описанного процесса получаем рассчитанные значения интегралов функции для каждого масштаба в каждый момент времени. Таким образом, получаем трехмерное представление сигнала с компонентами: масштаб, время и амплитуда (значения рассчитанных интегралов). Рассмотрим упомянутый нестационарный сигнал:

$x(t)$ = cos(2π × 10t) + cos(2π × 25t) + cos(2π × 50t) + + cos(2π × 100t),

амплитудно-частотная характеристика и вейвлет-преобразование которого для заданных значений представлены на (рис.11, 12) соответственно.

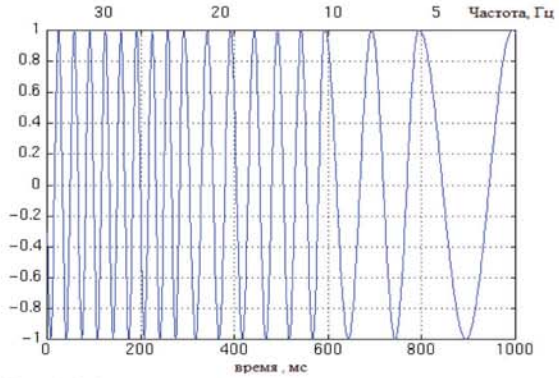


Рис. 11. Амплитудно-частотная характеристика сигнала

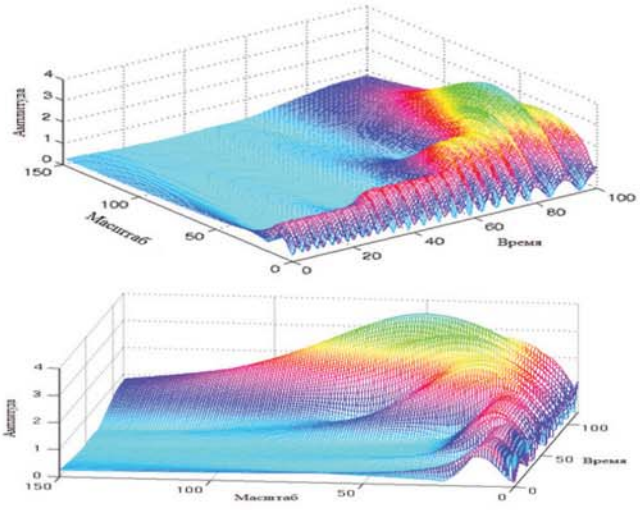


Рис. 12. Вейвлет-преобразования для представленного сигнала

Таким образом, вейвлет-преобразование работает как спектральный микроскоп и решает поставленную проблему достижения оптимальной точности.

Третьим компонентом предложенной диагностической модели являются нейросетевые программы. База знаний нейросети может быть заполнена заранее загруженными моделями акустических сигналов типовых неисправностей, а также «чистым сигналом» объекта диагностирования в процессе эксплуатации. Несмотря на большое разнообразие вариантов нейронных сетей, все они имеют общие черты, так, все они, состоят из большого числа связанных между собой однотипных элементов – нейронов, которые имитируют нейроны головного мозга. В качестве классификатора в проектируемой системе выбрана самоорганизующаяся сеть Кохонена [7] ввиду простоты ее топологии и алгоритма обучения. Сеть Кохонена характеризуется тем, что состоит из слоя входов и связанного с ним единственного слоя нейронов, отвечающих каждый за свой класс команд. На слой входов подается вектор параметров, которые затем анализируются каждым нейроном на принадлежность к соответствующему классу.

Предположим, что проектируемая система должна распознавать N сигналов – $Y1$, $Y2$, … , Yn. Топология рассматриваемой сети Кохонена будет выглядеть следующим образом (рис.13, 14):

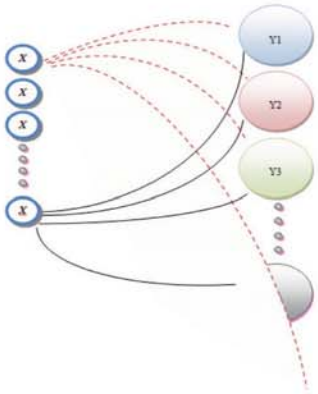


Рис. 13. Топология нейросети Кохонена

Данный алгоритм, фактически, позволяет создавать библиотеку (Базу Знаний) «чистых» сигналов, а также заносить туда сигналы неисправностей, с их дальнейшим распознаванием. Сеть Кохонена характеризуется тем, что состоит из слоя входов и связанного с ним единственного слоя нейронов, отвечающих каждый за свой класс команд.

На слой входов подается вектор параметров, которые затем анализируются каждым нейроном (рис. 15) на принадлежность к соответствующему классу [8, 9].

Состояние нейрона определяется по формуле:

$$S = \sum_{i=1}^{n} x_i w_i , \qquad (6)$$

где n – число входов нейрона, x_i – значение i-го входа нейрона, w_i – вес i-го синапса.

Таким образом, объединив описанные инструменты, возможно получить достаточно точную, самообучающуюся диагностическую систему, реализация, которой, не потребует чрезмерных финансовых затрат, а ее кроссплатформенность будет давать возможность интеграции в существующие диагностические комплекты.

Рис. 14. Структурная схема нейросети

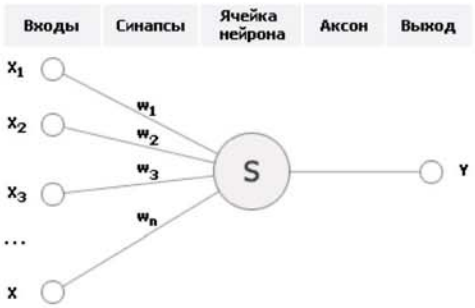


Рис. 15. Схема нейрона

Литература

1. *Казиев В.М.* Введение в анализ, синтез и моделирование систем. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2-е издание 2007. 244 с.
2. *Усков А.* Микрофон своими руками – Как сделать, схемы и повышение чувствительности.URL: http://kak-svoimi-rukami.com/2012/09/mikrofon-svoimi-rukami-kak-sdelat-sxemy-i-povyshenie-chuvstvitelnosti.html (дата обращения 16.08.2017).
3. *Яворский Б.М.* Справочник по физике для инженеров и студентов вузов. М.: Оникс, 2007. 1056 с. ISBN 978-5-488-01248-6.
4. *Weisstein, Eric W.* "Gaussian Function."FromMathWorld--A Wolfram Web Resource. URL: http://mathworld.wolfram.com/GaussianFunction.html (дата обращения 26.09.2017).
5. *Daniel T.L. Lee, Akio Yamamoto.* Wavelet Analysis: Theory and Applications // Hewlett-Packard Journal. December 1994. Pp. 44-52.
6. *Афонский А.А., Дьяконов В.П.* Цифровые анализаторы спектра, сигналов и логики / под ред. проф. В. П. Дьяконова.М.: СОЛОН-Пресс, 2009.248 с. ISBN 978-5-913-59049-7.
7. *Кладов С.А.* Распознавание голосовых команд с помощью самоорганизующейся нейронной сети Кохонена//Молодежный Научно-технический вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2012. № 5. Эл. № ФС 77-51038. ISNN 2307-0609.
8. *Радченко Г.* Распознавание речи. Часть 1. Классификация систем распознавания речи. URL: https://geektimes.ru/post/64594.html (дата обращения 26.09.17).
9. *Радченко Г.* Распознавание речи. Часть 2. Типичная структура системы распознавания речи. URL: https://geektimes.ru/post/64681.html (дата обращения 26.09.17).

METHOD OF ACOUSTIC DIAGNOSTICS OF AERIAL-FEEDER DEVICES WITH SELF-LEARNING NEURAL NETWORK

Roman V. Dopira, *Tver, Russia, rvdopira@yandex.ru*
Fedor D. Maslov, *Tver, Russia, navis699@mail.ru*
Valeriy V. Korolev, *Tver, Russia, navis699@mail.ru*
Vadim B. Sharoglaxov, *St. Petersburg, Russia, sh.vadim.b@yandex.ru*

Abstract
From the economic efficiency point of view proceeding from the ascent and rise in price of forecast objects themselves prognosti-carrangement of aerial-feederdevices technical conditions is most beneficial. The consequence of this is the creation of diagnostic mechanisms providing the forecasting systems the necessary information about the technical condition of the object with acceptable ratios the quality of information sold to the cost of a diagnosis system. In this light the collection of statical information with the nondestructive testing methods looks enough profitable.
Fits into this formulation of problem, it is satisfying the requirements of relative simplicity and cheapnessis the method of acoustic control - diagnostics. This article deals with the use of this method as one of the tools for collecting information for forecasting the technical state of antenna-feeder devices. It is proposed to improve the existing method in three areas: the element base of audio sensors, the mathematical apparatus for analyzing signals, and the mechanisms for determining faults. In the direction of the element base of audio sensors, it is proposed to use USB microphones as tools that provide sufficient accuracy of the analyzed signals, at a low price of equipment. As changes in the mathematical apparatus of signal analysis, the use of wavelet transformation of signals is proposed, it gives an advantage, in front of the Fourier transform used, exactly and eliminates the Heisenberg uncertainty principle. The third direction of the analysis of audio signals of faults suggests the use of a modern approach, often used in other areas of science and programming - neural networks. With the help of the proposed neural network of Kohonen, with the possibility of both self-learning and operator training, a serious tool for analyzing audio signals and troubleshooting is acquired, with high accuracy and low error probability.

Keywords: *diagnostics; acoustic sensors; network of Kohonen; Fourier transform; wavelet transformation.*

References

1. Kaziev V.M. (2007). *Vvedenie v analizsintezimodelirovanie system* [Introduction to the analysis, synthesis and modeling of systems]. BINOM. Laboratoriya znanij, 2nd ed. 244 p. (*In Russian*)
2. Uskov A. Mikrofon svoimi rukami - Kak sdelat skhemy i povyshenie chuvstvitelnosti [The microphone the hands – How to make, schemes and increase in sensitivity]. URL: http://kak-svoimi-rukami.com/2012/09/mikrofon-svoimi-rukami-kak-sdelat-sxemy-i-povyshenie-chuvstvitelnosti.html (date of access 16.08.2017).
3. Yavorskiy B.M. (2007). *Spravochnik po fizike dlya inzhenerov I studentov vuzov* [The reference book on physics for engineers and students of higher education institutions]. Moscow. Oniks Publ. 1056 p.(*In Russian*)
4. Weisstein, Eric W. "Gaussian Function." From Math World-A Wolfram Web Resource. URL: http://mathworld.wolfram.com/GaussianFunction.html (date of access 26.09.2017).
5. Daniel T.L. Lee, Akio Yamamoto. (1994). Wavelet Analysis: Theory and Applications. *Hewlett-Packard Journal*. December 1994. Pp. 44-52.
6. Afonskiy A.A., Dyakonov V.P. (2009). *Cifrovye analizatory spectra, signalov I logiki* [Digital analyzers of a range, signals and logic]. Under the ed.Prof. V.P. Dyakonov. Moscow. SOLON-Press Publ. 248 p. (*In Russian*)
7. Kladov S.A. Raspoznavanie golosovyh komand s pomoshchyu samoorganizuyushchejsya nejronnoj seti Kohonena [Recognition of voice commands by means of the self-organized neural network Kokhonena] Molodezhnyj Nauchno-tekhnicheskij vestnik [Youth scientific and technical bulletin of Bauman MSTU]. (InRussian)
8. Radchenko G. Raspoznavanie rechi. Chast 1. Klassifikaciya system raspoznavaniya rechi [Recognition of the speech. Part 1. Classification of systems of recognition of the speech]. URL: https://geektimes.ru/post/64594.html (date of access 26.09.17).
9. Radchenko G. Raspoznavanie rechi. Chast2. Tipichnaya struktura sistemy raspoznavaniya rechi [Recognition of the speech. Part 2. Typical structure of system of recognition of the speech]. URL: https://geektimes.ru/post/64681.html (date of access 26.09.17).

Information about authors:

Roman V. Dopira, *PhD, Full Professor, head at thedepartment of the JSC "NPO "RUSBITEKH", Tver, Russia*

Fedor D. Maslov, *postgraduate student of the Military academy of aerospace defense, Tver, Russia*

Valeriy V. Korolev, *PhD, Full Professor, Professor of the Military academy of aerospace defense, Tver, Russia*

Vadim B. Sharoglaxov, *lecturer at the Department of the organization of operation and technical providing arms of military and special equipment of the Military Space Academy, St. Petersburg, Russia*

СПОСОБ СНИЖЕНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЛОЖНОСТИ АЛГОРИТМА МКВС (МЕТОД МИНИМАЛЬНОЙ КОРРЕЛЯЦИИ ВИРТУАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ)

Душин Сергей Викторович,
МТУСИ, Москва, Россия,
S.Dushin@inbox.ru

Ключевые слова: *эхокомпенсатор, уравнение Винера-Хопфа, адаптивный фильтр, корреляционный алгоритм, фильтр Винера.*

Компенсация эхосигналов в телекоммуникационных каналах связи является одной из важнейших прикладных задач современной теории адаптивной фильтрации. В рамках этой довольно разносторонней задачи успешно применяются многие широко известные рекурсивные алгоритмы оценивания неизвестной линейной системы, такие как: нормализованный метод наименьших средних квадратов (НМНСК), пропорционально нормализованный МНСК, быстрый алгоритм аффинных проекций (FAP), быстрый трансверсальный фильтр (FTF)и т.д.

Предложен оригинальный способ снижения вычислительной сложности алгоритма МКВС (метод минимальной корреляции виртуальных сигналов).

В первой части статьи производится анализ вычислительной сложности алгоритма МКВС. В том числе, определяется, что основная вычислительная нагрузка алгоритма определяется процедурой оценки вектора взаимной корреляции виртуального остаточного эхосигнала и активного сигнала.

Вторая часть статьи посвящена описанию предлагаемого способа. Способ основывается на представлении вектора взаимной корреляции виртуального остаточного эхосигнала и активного сигнала как разницы двух векторов. Первый вектор – это вектор корреляции эхосигнала и активного сигнала. Второй вектор – это произведение автокорреляционной матрицы активного сигнала и текущей оценки импульсной характеристики эхотракта. В таком представлении алгоритма основной вычислительной нагрузкой является второй вектор. Для его быстрого вычисления предлагается использовать алгоритм быстрого умножения матрицы Теплица на вектор, основанный на быстром преобразовании Фурье, поскольку для стационарного случайного процесса автокорреляционная матрица является теплицевой матрицей. Сама же автокорреляционная матрица может быть оценена рекурсивно. Учитывая все её свойства, можно произвести оценку её членов, затратив на это не более N операций умножения на одну итерацию, где N - порядок матрицы.

Информация об авторе:
Душин Сергей Викторович, *аспирант, инженер, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), Москва, Россия*

Для цитирования:
Душин С.В. Способ снижения вычислительной сложности алгоритма МКВС (метод минимальной корреляции виртуальных сигналов) // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 51-54.

For citation:
Dushin S.V. (2017). The way to reduce computational complexity of the MCVS algorithm (the minimal correlation of virtual signals). *T-Comm*, vol. 11, no.10, pp. 51-54. (*in Russian*)

Несмотря на успешный опыт применения современной техники компенсации эхосигналов, она продолжает сове развитие. Данный процесс во многом обусловлен интенсивным развитием телекоммуникационных технологий, в рамках которых формируются новые задачи для техники компенсации эхосигналов, при этом требования к качественным характеристикам эхокомпенсаторов постоянно повышаются. Это, в свою очередь, мотивирует исследователей на разработку оригинальных алгоритмов адаптивной фильтрации. Примером таких алгоритмов является предложенный в [3] и подробно исследованный в [4] рекурсивный алгоритм, получивший название метод корреляции виртуальных сигналов, сокращенно «МКВС». Отличительными особенностями алгоритма являются быстрая сходимость и высокая помехоустойчивость. С другой стороны, алгоритм обладает довольно высокой вычислительной сложностью, что, естественно, является его существенным недостатком. Таким образом, решение задачи снижения вычислительной сложности алгоритма МКВС может повысить его конкурные преимущества и расширить область его применения.

Настоящая статья посвящена рассмотрению вопроса снижения вычислительной сложности алгоритма МКВС. Алгоритм может быть записан в векторно-матричной форме в следующем виде:

$$H_{N,i+1} = H_{N,i} + \mu \times (R_{\text{бш}N,i} + \delta E)^{-1} \times P_{XZ'_{N,i}} \quad (1)$$

$$P_{XZ'_{N,i}} = \sum_{l=0}^{M-1} [X_{N,i-l} \times e_{i-l} - X_{N,i-l} \times (H_{N,i}^T \times X_{N,i-l})] \quad (2)$$

где $X_{N,i-l}$ – вектор значений активного сигнала, $P_{XZ'_{N,i}}$ – вектор взаимной корреляции, Z' – виртуальный остаточный эхосигнал, δ – малая величина, E – единичная матрица, $R_{\text{бш}N,i}$ – автокорреляционная матрица белого шума эквивалентной мощности, e_{i-l} – эхосигнал, μ – параметр адаптации, M – количество отсчетов оценки ВКФ, N – количество коэффициентов фильтра.

Согласно [4], суммарная вычислительная сложность алгоритма МКВС составляет $2 \times N \times M + N + 1$ операций умножения и $2 \times N \times M + 3 \times N$ операций сложения на одну итерацию адаптации. Анализируя вычислительную сложность алгоритма МКВС, можно обратить внимание, что она в основном определяется выражением (2), которое описывает процедуру оценки вектора взаимной корреляции виртуального остаточного эхосигнала и активного сигнала $P_{XZ'_{N,i}}$. Так, процедура формирования M отсчетов виртуального остаточного эхосигнала Z' требует $N \times M$ операций умножений. Дальнейшее вычисление корреляции этого сигнала и активного сигнала $X_{N,i}$ требует также $N \times M$ операций умножения. Поэтому, задаваясь вопросом снижения вычислительной сложности алгоритма МКВС, вполне логично сконцентрироваться на снижении вычислительных затрат при расчете вектора $P_{XZ'_{N,i}}$, так как эта процедура наиболее вычислительно трудоемкая. Очевидно, что (2) можно переписать в следующем виде (представлена запись для неограниченной выборки сигналов):

$$P_{XZ'_{N,i}} = \mathrm{E}\{X_{N,i} \times e_i\} - \mathrm{E}\{X_{N,i} \times (H_{N,i}^T \times X_{N,i})\} \quad (3)$$

Усчитывая, что $H_{N,i}^T \times X_{N,i} = X_{N,i}^T \times H_{N,i}$ и используя свойства ассоциативности умножения матриц, можно записать вектор $P_{XZ'_{N,i}}$ в виде:

$$P_{XZ'_{N,i}} = \mathrm{E}\{X_{N,i} \times e_i\} - \mathrm{E}\{(X_{N,i} \times X_{N,i}^T) \times H_{N,i}\} \quad (4)$$

Первый член выражения (4) является вектором взаимной корреляции активного сигнала и эхосигнала. То есть:

$$\mathrm{E}\{X_{N,i} \times e_i\} = P_{XE_{N,i}} \quad (5)$$

Можно заметить, что для очередной итерации второй член выражения (4) $\mathrm{E}\{(X_{N,i} \times X_{N,i}^T) \times H_{N,i}\}$ - это автокорреляционная матрица активного сигнала, умноженная на вектор текущих значений коэффициентов фильтра. То есть можно записать:

$$\mathrm{E}\{(X_{N,i} \times X_{N,i}^T) \times H_{N,i}\} = \mathrm{E}\{(X_{N,i} \times X_{N,i}^T)\} \times H_{N,i} = R_{N,i} \times H_{N,i} \quad (6)$$

Таким образом, выражение для $P_{XZ'_{N,i}}$ можно записать:

$$P_{XZ'_{N,i}} = P_{XE_{N,i}} - R_{N,i} \times H_{N,i} \quad (7)$$

Выражение (7) представляет альтернативную интерпретацию вектора $P_{XZ'_{N,i}}$. Обращаясь к вопросу вычислительной сложности такой интерпретации можно увидеть, что вектор $P_{XE_{N,i}}$ может быть вычислен рекурсивно и, очевидно, не является масштабной вычислительной задачей. Его рекурсивное вычисление требует всего N операций умножения на итерацию:

$$P_{XE_{N,i}} = P_{XE_{N,i-1}} + X_{N,i} \times e_i \quad (8)$$

С другой стороны, расчет на каждой итерации $R_{N,i} \times H_{N,i}$ является задачей довольно ресурсоемкой и в общем случае требует N^2 операций умножения. Однако вычислительную сложность можно уменьшить, учитывая, что для стационарного сигнала автокорреляционная матица $R_{N,i}$ является теплицевой, то есть элементы, составляющие её диагонали, равны. Для этого, первым шагом, необходимо вычислять рекурсивно автокорреляционную матрицу $R_{N,i}$:

$$R_{N,i} = R_{N,i-1} + X_{N,i} \times X_{N,i}^T \quad (9)$$

Нетрудно показать, что каждая новая матрица $X_{N,i} \times X_{N,i}^T$ содержит в себе N новых членов по отношению к матрице $X_{N,i-1} \times X_{N,i-1}^T$. Это иллюстрирует нижеследующая матрица:

$$X_{N,i} \times X_{N,i}^T = \begin{bmatrix} x_i^2 & x_i \times x_{i-1} & \dots & x_i \times x_{i-N} \\ x_{i-1} \times x_i & x_{i-1}^2 & \dots & x_{i-1} \times x_{i-N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{i-N} \times x_i & x_{i-N} \times x_{i-1} & \dots & x_{i-N}^2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Все произведения, не содержащие текущего отсчета x_i, уже вычислялись на предыдущих этапах адаптации, поэтому их вычислять нет необходимости. Нетрудно заметить, что $X_{N,i} \times X_{N,i}^T$ имеет N уникальных членов с отсчетом x_i (всего таких членов $2 \times N - 1$, они являются членами первой строки и первого столбца). Поэтому рекурсивное вычисление $R_{N,i}$ требует N операций умножения.

Вторым шагом необходимо вычислить вектор $R_{N,i} \times H_{N,i}$. Учитывая, что $R_{N,i}$ является матрицей Теплица, для быстрого вычисления можно воспользоваться представленным в [1] алгоритмом быстрого умножения теплицевой матрицы на вектор. Этот алгоритм заключается в достраивании матрицы $R_{N,i}$ до циркулянтной матрицы C порядка $K > 2 \times N - 1$. Далее матрица C диагонализируется с помощью БПФ по формуле $\frac{1}{K} \times F_K \times C \times F_K = diag(F_K \times c)$, где F_K – матрица Фурье, c – первый столбец матрицы C. Данный алгоритм позволяет умножать матрицу $R_{N,i}$ на вектор $H_{N,i}$, затратив на это $N \times \log_2 N$ операций умножения.

Описанный выше алгоритм расчета вектора $P_{XZ'_{N,i}}$ и выражение (1) представляют собой быстрый алгоритм МКВС, вычислительная сложность которого представлена в табл. 2.

Таблица 1

Вычислительная сложность быстрого МКВС

Операция	*Умножение*	*Сложение/вычитание*
Рекурсивное вычисление $X_{N,i} \times X^T_{N,i}$	N	0
Рекурсивное вычисление $R_{N,i}$	0	N
Рекурсивное вычисление $P_{XE_{N,i}}$	N	N
Вычисление дисперсии активного сигнала	*0 (берется из матрицы R)*	*0 (берется из матрицы R)*
Вычисление вектора $R_{N,i} \times H_{N,i}$	$N \times \log_2 N$	$N \times \log_2 N$
Формирование остаточного эхосигнала	N	N
Суммарная вычислительная сложность	$N \times \log_2 N + 3 \times N$	$N \times \log_2 N + 3 \times N$

В заключение можно сказать, что предложенный способ снижения вычислительной сложности МКВС, основывающийся на быстром алгоритме вычисления умножения матрицы Тёплица на вектор, позволяет значительно снизить его вычислительную сложность.

Так, итоговый быстрый алгоритм МКВС требует $N \times \log_2 N + 3 \times N$ операций умножения на итерацию, тогда как исходный алгоритм алгоритма МКВС требует $2 \times N \times M + N + 1$ операций умножения на итерацию.

При этом для стационарных активных сигналов алгоритм МКВС и быстрый алгоритм МКВС математически эквивалентны, поэтому стоит ожидать, что они будут иметь схожую скорость сходимости. С другой стороны, помехоустойчивость алгоритма МКВС, согласно [4], определяется, в том числе, ограниченностью интервала оценки ВКФ (M). В тоже время для быстрого МКВС ограничение выборки должно осуществляться при помощи иных механизмов, например, коэффициента забывания при расчете автокорреляционной матрицы.

Таким образом, помехоустойчивость МКВС и быстрого МКВС на практике может значительно отличаться.

Литература

1. *Воеводин В.В., Тыртышников Е.Е.* Вычислительные процессы с теплицевыми матрицам. М.: Наука, 1987. 320 с.
2. *Джиган В.И.* Адаптивная фильтрация: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. 528 с.
3. *Душин С.В., Шаврин С.С.* Скорость сходимости корреляционного алгоритма адаптации // Вестник Связи, 2013, №1. С. 24-26.
4. *Душин С.В.* Новый рекурсивный алгоритм адаптивной настройки механизмов компенсации эхосигналов: минимальная корреляция виртуальных сигналов // DSPA. 2017. С. 126-131.
5. *Кузнецов Е.П.* Методы и алгоритмы адаптивной эхокомпенсации: сравнительный анализ эффективности применения // Цифровая обработка сигналов. 2007. №2. С. 26-34.
6. *Уидроу Б., Стриз С.* Адаптивная обработка: пер. с анг. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
7. *Haykin S.* Adaptive filter theory (5-th edition). Prentice Hall, 2014. 936 p.

THE WAY TO REDUCE COMPUTATIONAL COMPLEXITY OF THE MCVS ALGORITHM (THE MINIMAL CORRELATION OF VIRTUAL SIGNALS)

Sergey V. Dushin, *Moscow technical university of communications and informatics (MTUCI), Moscow, Russia, S.Dushin@inbox.ru*

Abstract

This paper proposes the way to reduce computational complexity of the MCVS (the minimal correlation of virtual signal) echo cancellation algorithm. The first part of the paper presents the results of the analysis of the algorithm computational complexity. According to the results of this analysis, calculation of the cross-correlation vector of virtual residual echo and active signal is the main computational problem. The second part of this paper is aimed to describe the proposed way to reduce computational complexity of the MCVS algorithm. It is based on cross-correlation vector of virtual residual echo and active signal formal expression as a difference between two vectors. The first vector is the cross-correlation vector of virtual echo and active signal. The second vector is the product of autocorrelation matrix and actual estimation of the impulse response of the echo path multiplication. In this case the main computational load volume forms the second vector. As soon as the autocorrelation matrix of stationary random processes is Toeplitz matrixes, using of fast algorithm of multiplication of Toeplitz matrix by vector, based on the fast Fourier transform to accelerate the processing of this vector is proposed. Besides, the autocorrelation matrix can be estimated recursively. This operation requires no more than N multiplications per iteration, where N is the order of the matrix.

Keywords: *echo canceller, Wiener-Hopf method, adaptive filter, correlation algorithm, Wiener filter.*

References

1. Voevodin V.V., Tirtishnikov E.E. (1987). *Vichislitelnie processi c tioplitsivimi matrizami* [Computing processes with Teoplitz matrixes]. Moscow. Nauka.
2. Djigan V.I. (2013). *Adaptivnie filtri: teortia i algoritmi* [Adaptive filtering: theory and algorithms]. Moscow. Technosfera.
3. Dushin S.V., Shavrin S.S. (2013). The speed of convergence of correlation algorithm. *Vestnik svyazi.* No. 1. pp 24-26.
4. Dushin S.V. (2017), The new recursive algorithm of adaptive filtering: minimal correlation of virtual signals. *DSPA*. Pp. 126-131.
5. Kuznetsov E.P. (2007). Methods and algorithms of adaptive echo cancelation: comparative analysis of efficiency of implementation. *Tsifrovaya obrabotka signalov*. Vol. 2. Pp 26-34.
6. Widrow B., Stearns S. (1989). *Adaptive signal processing*. Prentice-Hall. New Jersey. USA.
7. Haykin S. (2014). *Adaptive filter theory* (5-th edition). Prentice Hall. Hamilton. Ontario. Canada.

Information about author:

Sergey V. Dushin, *Moscow technical university of communications and informatics (MTUCI), Graduate student, engineer, Moscow, Russia*

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ И ВЫДЕЛЕНИЯ ЭЭГ-ПАТТЕРНОВ ПРИ РЕГИСТРАЦИИ СИГНАЛОВ В НЕЙРОИНТЕРФЕЙСАХ

Махров Станислав Станиславович,
МТУСИ, Москва, Россия, ***slavam4@yandex.ru***

Ерохин Сергей Дмитриевич,
МТУСИ, Москва, Россия, ***s.d.erokhin@gmail.com***

Ключевые слова: *интерфейс мозг-компьютер, нейрокомпьютерный интерфейс, мозго-машинный интерфейс, ЭЭГ-паттерны, методы вызванных потенциалов, методы воображаемых движений, метод ментальной активности.*

Выполнено исследование различных методов формирования и выделения ЭЭГ-паттернов, с целью выявления наиболее эффективных методов для применения в функционировании нейрокомпьютерного интерфейса (НКИ). ЭЭГ-паттерны имеют очень важное значение для работы НКИ, поскольку представляют собой временные интервалы изменения амплитуды напряжения, значимые для определения вида мозговой активности. Выбор правильного интервала времени, в пределах которого необходимо регистрировать, а после обучения классификатора и распознавать ЭЭГ-паттерны влияет на корректность работы всей нейрокомпьютерной системы.

В результате исследования были выделены следующие методы, посредством которых возможно формирование и распознавание ЭЭГ-паттернов: метод зрительных вызванных потенциалов, метод вызванного потенциала на волне P300, метод вызванного потенциала на волне N100, метод комбинирования вызванных потенциалов на волне N100-P300, метод ментальной активности, метод воображаемых движений крупной моторики, метод воображаемых движений мелкой моторики. Формируемые указанными методами ЭЭГ-паттерны, могут быть поданы на вход классификатора. Последний, обучившись на некотором множестве паттернов для каждого класса образов, сможет корректно отличать их друг от друга (например, открытие/закрытие двери отличать от включения/выключения какого-либо электрического прибора). НКИ будет выполнять распознавание ЭЭГ-сигналов посредством обученного на паттернах классификатора, после чего вырабатывать управляющие воздействия и отправлять их через передатчик НКИ, посредством радиоканала, на приемник целевого устройства.

Эксперименты и реализация каждого из указанных методов формирования и выделения ЭЭГ-паттернов, производились на прототипе НКИ, выполненном на базе микросхемы ADS1299. В качестве испытуемых для работы с НКИ было набрано 5 человек. Данная выборка является репрезентативной, поскольку планируется, что разрабатываемый НКИ будет использоваться в городских/бытовых условиях практически любым пользователем с минимальным временем на обучение управлению НКИ.

Выявлено, что высокие показатели скорости обучения и точности имеют: методы вызванных потенциалов и воображаемых движений крупной/мелкой моторики. Отдельный научный интерес представляет метод ментальной активности. Результаты исследований подтверждаются экспериментами на прототипе НКИ.

Информация об авторах:
Махров Станислав Станиславович, *к.т.н., старший научный сотрудник, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*
Ерохин Сергей Дмитриевич, *к.т.н., ректор, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

Для цитирования:
Махров С.С., Ерохин С.Д. Анализ методов формирования и выделения ЭЭГ-паттернов при регистрации сигналов в нейроинтерфейсах анализ методов формирования и выделения ЭЭГ -паттернов при регистрации сигналов в нейроинтерфейсах // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 55-59.

For citation:
Makhrov S.S., Erokhin S.D. (2017). Analysis of the formation and separation methods of EEG patterns in the recording of signals in the brain-computer interfaces. *T-Comm*, vol. 11, no.10, pp. 55-59. (*in Russian*)

В настоящее время как этап глобальной информатизации и становления информационного общества, происходит активное развитие единой информационной среды. «Интернет вещей» (Internet Of Things) является основной концепций данного развития, согласно которой практически каждое бытовое устройство должно быть способно к интерактивному взаимодействию с человеком по сети Интернет. Но такое взаимодействие может быть осуществимо с использованием другой сети – нейро-компьютерной (мозго-машинной), что вполне может быть осуществимо на данном этапе развития технологий. В перспективе нейрокомпьютерные интерфейсы должны позволить управлять бытовыми устройствами, транспортом и другими электрическими машинами современного информационного общества.

Нейроинтерфейс (НКИ, мозго-машинный интерфейс, ММИ, интерфейс мозг-компьютер, ИМК) – это устройство, выполняющее преобразование данных об электрической или метаболической активности мозга человека (далее активности) или животного в сигналы управления внешним техническим устройством [1]. В данной статье рассматриваются только электрические сигналы, регистрируемые посредством неинвазивных НКИ, поскольку они не требуют оперативного вмешательства. НКИ имеют несколько электродов, один из которых является опорным/смещением и подключается к уху. Остальные электроды располагаются на волосяном покрове головы в соответствии с международной системой 10-20 (рис. 1).

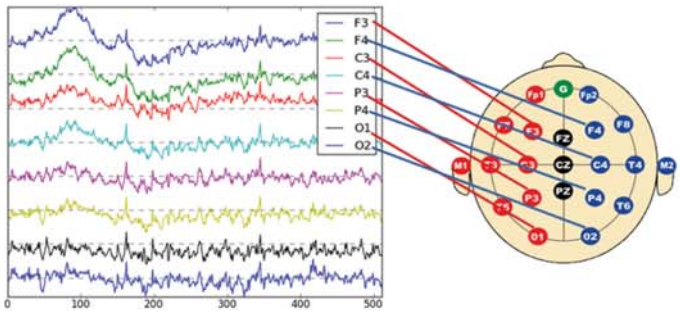


Рис. 1. Регистрация ЭЭГ-сигналов с электродов, размещенных на голове человека, цветом разделены полушария головного мозга

Современные НКИ, представленные на весьма ограниченном рынке, имеют, как правило, 8-64 электродов, что является вполне достаточным для классификации большинства значимых образов: включение/выключение устройств, управление курсором, моделью машины, рукой-протезом. По каждому каналу снимается напряжение порядка мкВ, которое усиливается, фильтруется, а затем проходит аналого-цифровое преобразование.

Основа работы НКИ состоит в распознавании активности областей головного мозга, при этом каждая область мозга отвечает за соответствующий вид активности. Так, реакция на предъявление зрительных стимулов, обрабатывается в затылочной доле мозга. Посредством активности, представляется возможным интерпретировать получаемые данные [7]. Мозговая активность может быть представлена как система динамического хаоса. Соответственно, генерируемые такой системой ЭЭГ-сигналы, являются функциями, подчиняющимися законам динамического хаоса. Из этого следует, что не смотря на хаотический вид зависимости напряжения от времени, сигналы имеют динамические свойства, позволяющие применять к ним различные классификаторы скрытых, нечетких образов. Эффективность работы классификаторов зависит от корректного выбора вектора признаков и классификатора. Вектор признаков задается ЭЭГ-паттерном. Последние являются ключевым понятием НКИ [6].

ЭЭГ-паттерны – это временные интервалы изменения амплитуды напряжения, значимые для определения вида мозговой активности. Если рассматривать сигналы на рис. 1, то ЭЭГ-паттерном является некоторая определенная область в каждом из сигналов. Такая область сигнала (временной диапазон) соответствует моментам значимой мозговой активности. Из ЭЭГ-паттернов, посредством различных классификаторов (методы линейной дискриминации, опорных векторов, байесовские классификаторы, искусственные нейронные сети и др.) могут быть выделены значимые образы. Следовательно, без корректного ЭЭГ-паттерна невозможна правильная работа классификатора НКИ.

Общая схема функционирования НКИ представлена на рис.2 на схеме обозначено, на каком этапе осуществляется выделение ЭЭГ-паттерна и его классификация.

Рис. 2. Общий принцип работы НКИ и выделение интервала ЭЭГ-паттерна

Анализ множества научных работ, среди которых следует выделить [2] – [9], показал, что при проектировании НКИ возможно использование следующих методов формирования и выделения ЭЭГ-паттернов: метод зрительных вызванных потенциалов, метод вызванного потенциала на волне P300, метод вызванного потенциала на волне N100, метод комбинирования вызванных потенциалов на волне N100-P300, метод ментальной активности, метод воображаемых движений крупной моторики, метод воображаемых движений мелкой моторики. Рассмотрим каждый из перечисленных методов более подробно.

Метод зрительных вызванных потенциалов (ЗВП)

Заключается в формировании управляющих команд посредством направления взгляда человека, либо повышения концентрации взгляда. При этом электроды должны быть расположены на затылочной области, соответствующей активности зрительной коры. Практические применения: управление курсором манипулятора по направлению взгляда. Сигнал, формирующий паттерн, измеряется через 100мс после начала предъявления пользователю мерцающих стимулов. Во временной области, в которую входил стимул, на который смотрел пользователь, амплитуда ЭЭГ будет выше по отношению к остальному сигналу (рис. 3) [2].

Рис. 3. Выделение и формирование ЭЭГ-паттерна методом ЗВП

Метод вызванного потенциала на волне P300

Согласно данному методу, пользователю предъявляется значимый стимул, а регистрация паттерна производится после 300мс после предъявления стимула. Записываемый ЭЭГ паттерн имеет длительность 300-400мс и положительную амплитуду от 5мкВ до 15мкВ. В качестве стимула может быть концентрация внимания на каком-либо предмете. Практические применения: набор букв при концентрации внимания на символах. Метод не требует обучения пользователя в течение длительного времени, но недостатком является отсутствие средств автоматического привлечения внимания к предъявляемым стимулам, в то время как остальные окружающие стимулы могут вносить искажения. Соответственно, пользователь может неосознанно переключать внимание от символа к символу. Достоинством метода является быстро обучение пользователя – от 5 минут до нескольких часов (рис. 4) [2, 4].

Рис. 4. Выделение и формирование ЭЭГ-паттерна вызванного потенциала на волне P300

Метод вызванного потенциала на волне N100 (N1)

Метод аналогичен предыдущему методу за исключением того, что паттерн регистрируется после 100мс после предъявления стимула и имеет отрицательную амплитуду (рис. 5) [5].

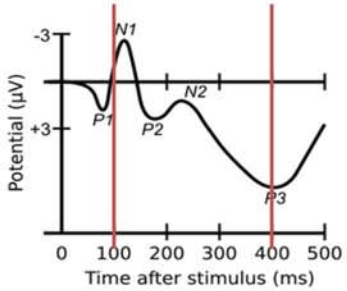


Рис. 5. Выделение ЭЭГ-паттерна методом вызванного потенциала на волне N100 (N1)

Метод вызванного потенциала на волнах N100-P300

Состоит в комбинировании использования P300 и N100, за счет чего достигается более высокая информативность формируемых паттернов, чем формирования посредством отдельного использования P300 и N100 (рис. 6) [5].

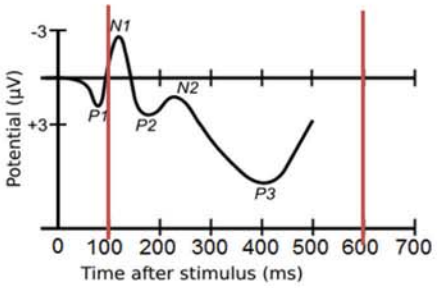


Рис. 6. Выделение ЭЭГ-паттерна методом вызванного потенциала на волнах N100-P300

Методы воображаемых движений крупной и мелкой моторики

Метод воображаемых движений крупной моторики – применяется при формировании паттернов крупной моторики. Пользователь воображает движение крупных частей тела, например, рук, запястий, локтевых суставов, плечевых суставов и ног. Используется показатели синхронизации/десинхронизации и частотный диапазон мю- и бета-ритмов ЭЭГ (моторные и сенсомоторные области), а также вызванные потенциалы. Время обучения пользователя от 5 минут до 2-3 недель [2, 8].

Метод воображаемых движений мелкой моторики – применяется при формировании паттернов мелкой моторики. Пользователь воображает движение мелких частей тела, например, пальцев. Время обучения пользователя от 5 минут до 2-3 недель [3, 7].

Метод ментальной активности

Применяется при формировании паттернов, направленных на решение задач определенного класса: воображение указателей движения, выполнения арифметических действий, вращения геометрической фигуры, визуальное представление последовательности чисел. В спектре основных частотных диапазонов ЭЭГ такие стимулы вызывают асимметрию, которую не сложно выделить посредством различных классификаторов [9].

Проведение экспериментов

Эксперименты выполнялись на прототипе НКИ, реализованном на базе микросхемы ADS1299, с целью увеличения надежности НКИ и получения качественных сигналов. Для соприкосновения с кожей головы использовались «мокрые» AgCl электроды. В качестве испытуемых для работы с НКИ было набрано 5 человек. Данная выборка является репрезентативной, поскольку планируется, что разрабатываемый НКИ будет использоваться в городских/бытовых условиях практически любым пользователем с минимальным временем на обучение управлению НКИ.

Данные считывались с 8 электродов и поступали на соответствующие каналы ADS1299. Используемая частота

дискретизации – 250Гц. Коэффициент масштабирования K_M рассчитывался как:

$$K_M = \frac{U_{ОП}}{count} = \frac{4.5}{\frac{K_y}{(2^{23}-1)}}, \quad (1)$$

где $U_{ОП}$ – опорное напряжение, равное 4.5В, K_y – коэффициент усиления, равный 24.

С восьми выходных каналов ADS1299 снимались оцифрованные значения напряжений и подавались на разработанное специализированное ПО, использующее искусственную сверточную нейронную сеть (СНС) для распознавания ЭЭГ-паттернов. При формировании входа СНС, составлялась матрица из числа строк, равного количеству сигналов – 8 и количества столбцов, равного числу отсчетов в соответствии с выбранной частотой дискретизации и временем регистрации в зависимости от выбранного метода, каждый из которых был описан ранее.

Следовательно, входной сигнал X, представленный матрицей данных, полученных по 8 каналам в $i = 0, 1...N-1$ дискретных отсчетов, будет иметь следующий вид:

$$X = (\bar{x}(0),..., \bar{x}(i),..., \bar{x}(N-1)) = \begin{pmatrix} \bar{x}_1(0) & & \bar{x}_1(N-1) \\ & \bar{x}_i(n) & \\ \bar{x}_8(0) & & \bar{x}_8(N-1) \end{pmatrix}, \quad (2)$$

Каждая составляющая $\bar{x}(i)$ сигнала X регистрировалась с соответствующей точки головного мозга в соответствие с международной системой 10-20 (рис. 1).

В ходе экспериментов были задействованы все описанные выше методы формирования и выделение ЭЭГ-паттернов. Полученные результаты согласуются с [2-9]. Наименьшее время обучения пользователей работе с НКИ были получены при использовании методов вызванных потенциалов и методов воображаемых движений крупной/мелкой моторики.

Время обучения для методов вызванных потенциалов – 5-60 минут, время обучения для методов воображаемых движений крупной и мелкой моторики – 5 минут-24 часа. Предполагается, что время обучения можно сократить путём улучшения прототипа НКИ и разработки эффективной системы предъявления паттернов.

Выводы и результаты экспериментов

Произведено исследование, в результате которого систематизированы методы формирования паттернов ЭЭГ-сигналов, которые могут быть использованы для разработки НКИ. Формируемые рассмотренными методами паттерны, могут быть поданы на вход соответствующего классификатора, например, искусственной сверточной нейронной сети. Последняя, обучившись на некотором множестве паттернов для каждого класса образов, сможет корректно отличать их друг от друга (например, открытие/закрытие двери отличать от включения/выключения какого-либо электрического прибора). НКИ будет выполнять распознавание ЭЭГ-сигналов посредством обученного на паттернах классификатора, после чего вырабатывать управляющие воздействия и отправлять их через передатчик НКИ, посредством радиоканала, на приемник целевого устройства.

В результате исследования выявлено, что среди рассмотренных, наиболее известных и применяемых методов, имеют высокие показатели скорости обучения и высокую точность: методы вызванных потенциалов и методы воображаемых движений крупной/мелкой моторики. Также отдельный интерес представляет метод ментальной активности, поскольку формируемые им паттерны не сложны для распознавания классификаторами.

Данные исследований подтверждаются экспериментами на прототипе НКИ, реализованном на базе специализированной микросхемы для медицинских исследований в области ЭЭГ от Texas Instruments – ADS1299.

Литература

1. *Мокиенко О.А., Люкманов Р.Х., Черникова Л.А., Супонева Н.А., Пирадов М.А., Фролов А.А.* Интерфейс мозг-компьютер: первый опыт клинического применения в России // Физиология человека, 2016. Т. 42. № 1. С. 31-39.

2. *Фролов А.А., Рощин В.Ю.* Интерфейс мозг-компьютер. Реальность и перспективы: [Электронный ресурс] // Научная конференция по нейроинформатике МИФИ. Лекции по нейроинформатике - 2008. Режим доступа: http://neurolectures.narod.ru/2008/Frolov-2008.pdf (Дата обращения: 12.02.2017).

3. *Станкевич Л.А., Сонькин К.М., Нагорнова Ж.В., Хоменко Ю.Г., Шемякина Н.В.* Классификация электроэнцефалографических паттернов воображаемых движений пальцами руки для разработки интерфейса мозг-компьютер // Труды СПИИРАН. 2015. Вып. 40. С. 163-182.

4. *Ганин И.П., Каплан А.Я.* Интерфейс мозг компьютер на основе волны p300: предъявление комплексных стимулов “подсветка + движение” // Журнал высшей нервной деятельности. 2014. Т.64. № 1. С. 32-40.

5. *Шишкин С.Л., Ганин И.П., Басюл И.А., Каплан А.Я.* Интерфейс мозг-компьютер на основе волны P300: волна N1 и проблема дистракторов / Материалы XV Междунар. конф. по нейрокибернетике. 2009 г. Изд-во ЮФУ, 2009. Т. 2. Симпозиум "Интерфейс мозг-компьютер". С. 30-33.

6. Сонькин К.М. Система классификации электроэнцефалографических сигналов воображаемых движений мелкой моторики для интерфейса мозг-компьютер: диссертация канд. техн. наук: 05.11.16: М., 2016. http://www.spbstu.ru/defences_files/067d-thesis.pdf.

7. *Гончаров С.М., Маркин М.Е.* «Интерфейс мозг-компьютер» как нестандартная технология управления и передачи информации // Доклады ТУСУР. 2014. №2 (32).

8. *Abiyev R.H., Akkaya N., Aytac E., Günsel I., ÇaLman A.* Brain-Computer Interface for Control of Wheelchair Using Fuzzy Neural Networks // BioMed Research International ,Vol.2016(2016), pp. 67-73.

9. *Alexandre Ormiga G. Barbosa, David Ronald A. Diaz, Marley Maria B. R. Vellasco, Marco Antonio Meggiolaro, Ricardo Tanscheit.* Mental Tasks Classification for a Noninvasive BCI Application / ICANN '09 Proceedings of the 19th International Conference on Artificial Neural Networks: Part II, 2009. Pp. 495-504.

ANALYSIS OF THE FORMATION AND SEPARATION METHODS OF EEG PATTERNS IN THE RECORDING OF SIGNALS IN THE BRAIN-COMPUTER INTERFACES

Stanislav S. Makhrov, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, slavam4@yandex.ru*
Sergey D. Erokhin, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, s.d.erokhin@gmail.com*

Abstract
Performed the research of various methods of formation and allocation of EEG patterns for identify the most effective methods for application in the functioning of a brain-computer interface (BCI). EEG patterns are very important for a BCI, because they represent the time intervals of the voltage amplitude change, which are significant for determining the kind of brain activity. The choice of the correct time interval, within which it is necessary to register, and after learning the classifier and to recognize EEG patterns affects the correctness of the operation of the entire neurocomputer system.
As a result of the research, the following methods were identified, through which the formation and recognition of EEG patterns is possible: visual evoked potentials method, evoked potential method on wave P300, evoked potential method on wave N100, combined evoked potentials method on wave N100-P300, mental tasks method, imaginary motions of large motility method, imaginary motions of small motility method. Formed by these methods, EEG patterns can be fed to the classifier input. The last, having learned a certain set of patterns for each class of images, can correctly distinguish them from each other (for example, the opening / closing of a door is distinguished from the on / off of an electrical appliance). The BCI will perform EEG signal recognition through a classifier trained on patterns, and then generate control impulses and send them through the transmitter of the BCI, via the radio channel, to the receiver of the target device.
Experiments and implementation of each of these methods of formation and separation of EEG patterns were made on the prototype of the BCI, performed on the basis of the ADS1299 chip. As subjects for work with the BCI, 5 people were recruited. Such set is representative, because it is planned that the developed BCI will be used in urban / domestic conditions by almost any user with minimal time for training in the management of BCI.
Revealed that high rates of training and accuracy have: methods of evoked potentials and imaginary motions of large / small motility. A special scientific interest is the method of mental activity. The results of the research are confirmed by experiments on a prototype of BCI.

Keywords: *brain-computer interface, direct neural interface, mind-machine interface, EEG-patterns, evoked potentials methods, imaginary motions method, mental tasks method.*

References

1. Mokienko O.A., Lyukmanov R.Kh., Chernikova L.A., Suponeva N.A., Piradov M.A., Frolov A.A. (2016). Brain-computer interface: the first experience of clinical application in Russia. *Human physiology*. Vol. 42. No. 1. Pp. 31-39.
2. Frolov A.A., Roshchin V.Yu. (2008). The brain-computer interface. Reality and perspectives: [Electronic resource]. *Scientific conference on neurophysics MEPhI. Lectures on neuroinformatics*. URL: http://neurolectures.narod.ru/2008/Frolov-2008.pdf (reference date: 12/02/2017).
3. Stankevich L.A., Sonkin K.M., Nagornova Zh.V., Khomenko Yu.G., Shemyakina N.V. (2015). Classification of electroencephalographic patterns of imaginary finger movements for the development of the brain-computer interface. *Proceedings of SPIIRAS*. Vol. 40. Pp. 163-182.
4. Ganin I.P., Kaplan A. Ya. (2014). Brain computer interface based on p300 wave: presentation of complex stimuli "backlight + movement". *Journal of Higher Nervous Activity*. Vol. 64. No. 1. Pp. 32-40.
5. Shishkin SL, Ganin IP, Basyul IA, Kaplan A.Ya. (2009). The brain-computer interface on the basis of the P300 wave: wave N1 and the problem of distractors. Proceedings of XV International. Conf. On neurocybernetics. Publishing house SFU, 2009. Vol. 2. Symposium "Interface brain-computer". Pp. 30-33.
6. Sonkin K.M. (2016). The system of classification of electroencephalographic signals of imaginary motions of fine motor skills for the brain-computer interface: the thesis of Cand. Tech. Sciences: 05.11.16: M., 2016. http://www.spbstu.ru/defences_files/067d-thesis.pdf.
7. Goncharov S.M., Markin M.E. (2014). "The brain-computer interface" as a non-standard technology of control and information transfer. *Reports of TUSUR*. No. 2 (32).
8. Abiyev R.H., Akkaya N., Aytac E., Gunsel I., CaLman A. (2016). Brain-Computer Interface for Control of Wheelchair Using Fuzzy Neural Networks. *BioMed Research International*. Vol. 2016. Pp. 67-73.
9. Alexandre Ormiga G. Barbosa, David Ronald A. Diaz, Marley Maria B. R. Vellasco, Marco Antonio Meggiolaro, Ricardo Tanscheit. (2009). Mental Tasks Classification for a Noninvasive BCI Application. *ICANN '09 Proceedings of the 19th International Conference on Artificial Neural Networks: Part II*. Pp. 495-504 p.
5. Enhanced Telecom Operations Map (eTOM) GB921: Concepts and Principles Release 8.0, TM Forum (2009).

Information about authors:

Stanislav S. Makhrov, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia*

Sergey D. Erokhin, *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia*

ANALYSIS OF THE EFFECTIVENESS OF THE EIGRP ROUTING PROTOCOL

Olga A. Abramkina,
Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences, Novosibirsk, Russia,
olga_abramkina@mail.ru

Keywords: *EIGRP protocol, k-value, path, metrics, constraints.*

Considered an improved remote-vector protocol EIGRP for selecting the path in the context of changing the k-values of the weight metric. The weighted metric of the EIGRP protocol has 5 values: bandwidth (K1), load (K2), delay (K3), reliability (K4) and MTU (K5). In the Cisco specification for calculating the weighting metric are used only the bandwidth and delay coefficient, K1 and K3, respectively, with a value of 1, the others are set to a value of 0. In this paper, a study was made of the operation of the network with a change in the values of the default coefficients, since they can vary from 0 to 255. A network analysis has also been performed, including the coefficient K2 in the weighted metric with the value from 0 to 2.

It is proved that when using a metric with different coefficient variations, some useful information is lost and a situation can occur when the correctly found path does not satisfy the constraints. As a result of the protocol analysis, an attempt was made to select the optimal coefficient values for the selected network. To achieve this goal, VMware version 12.5.2 and GNS3 version 2.0.0b2 were used as a server as a network simulator. The network under investigation is based on routers of the c7200 model with serial connections.

The results of modeling the network using the EIGRP protocol under the conditions of changing the weight coefficients showed that the use of the default coefficient values is advisable in the case when there are no stringent network requirements or the shortest path search. If load balancing requirements occur both within the same network and between networks, you can change the values of the coefficients and increase their number (include, for example, K2) but no more than one from the default values. Changes more than one can lead to network overloading during balancing, as well as the impossibility of determining the shortest path.

Information about author:
Olga A. Abramkina, *Siberian State University Of Telecommunications And Information Sciences, Novosibirsk, aspirant, Russia*

Для цитирования:
Абрамкина О.А. Анализ эффективности работы протокола маршрутизации EIGRP // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 60-65.

For citation:
Abramkina O.A. (2017). Analysis of the effectiveness of the EIGRP routing protocol. *T-Comm*, vol. 11, no.10, pp. 60-65.

Introduction

One of the tasks of successful traffic transmission over the network is the organization of the path. Today several protocols are widely used, such as OSPF, BGP, EIGRP, RIP, IS-IS. Some of them use the remote-vector principle when choosing a path, some of them are based on the values of the state of links. Whatever the principle, it is necessary that the protocol ensure the timely search for the best path. It is best to consider such a path, for example, in which there are no loops that has sufficient capacity to transmit the required resource, is the «shortest» (compared to all available at the time of transmission) and is sufficiently reliable, etc. Often, it is impossible to ensure that all these criteria are fulfilled in a single protocol. The implementation will be quite complex and may not justify the expectations placed on it. Since the network will play by other criteria, for example, increasing reliability, the number of possible route variants under force majeure on the network will decrease.

Thus, it is advisable to select protocols for a specific network task. Next, examine the effect of changing certain parameters on the network and identify the best values.

The article discusses the dynamic routing protocol EIGRP, which within seconds can learn about network problems and rebuild its routing tables. In this case, the packages will be sent already on the current path.

Another important point is the balancing of traffic. Dynamic routing protocols support this function and you do not need to add redundant routes manually by calculating them.

The introduction of dynamic routing greatly facilitates the scaling of the network. When adding a new element to a network or subnet on an existing router, you need to take several actions to make everything work, and the probability of error is minimal. At the same time information about changes instantly diverges across all devices. Exactly the same can be said about global changes in topology.

I. Features of the EIGRP protocol

EIGRP is a protocol for internal gateway routing, using the distance vector principle. Consists of four main components:

1. Neighbor Discovery / Recovery.
2. Reliable Transport Protocol/
3. The block of final states of algorithm DUAL (DUAL Finite State Machine).
4. Protocol Dependent Modules.

The EIGRP protocol is an improved version of the IGRP protocol, which is independent of network layer protocols.

The Detection / Recovery. process allows you to recognize other routers on the networks to which they are directly connected, and also recognize the lack of access to the neighbor or the termination of its operation. This process is provided by sending small hello packets of type «Hello», with unproductive costs very small. While the router receives «Hello» packets, it can determine that its neighbor is functioning normally. Once this is determined, the neighbor can exchange information routed.

One of the features of the EIGRP protocol is that it has a reliable RTP delivery protocol in its structure that supports a multicasting mode and allows you to regulate the need to send EIGRP packets to all neighbors. This approach also reduces the convergence time, especially in communication channels with different speeds. A reliable transport protocol supports multi-type transmission of packets in both multi-send mode and single-sending mode. Some EIGRP packages must be transmitted with a high degree of reliability, for others this condition is not necessary. To increase efficiency, reliability is provided only if necessary. For example, in a network with multi-access and multi-sending capabilities, such as Ethernet, there is no need to send trust-enhancing «Hello» packets to all neighbors individually. Therefore, EIGRP sends in a multi-send mode one «Hello» packet with the indication (written in the packet) informing the recipients that the reception of this packet does not need to be acknowledged. Other types of packages, such as «Update», require acknowledgment of receipt, which is indicated in the package. A reliable transport protocol is provided by means of fast packet transmission in multicasting mode in the event that unacknowledged packets wait sending. Such tools help not to increase the convergence time in the presence of communication channels operating at different speeds.

Updatable algorithm DUAL, which allows obtaining independent cycles from each time of route, calculation while having support of other protocol groups. Regardless of the changes in the structure of the EIGRP protocol, its basic remote information is not changed, so the networks generated by the IGRP protocol can easily be converted. And the time of such convergence is less, in comparison with other routing protocols. The finite state block of the DUAL algorithm implements the decision-making process for calculating all routes. The block tracks all paths declared by all neighbors. Remote information is an indicator that is used by the DUAL algorithm to select effective paths that do not contain loops. The DUAL algorithm selects parhs that are included in the routing table based on the principle of probable subsequent elements. The next element is a neighboring router used for packet transfer and having the cheapest route to the destination, with the guarantee that such a path is not part of the routing cycle. When there are no probable subsequent elements, but there are neighbors announcing the destination, it is necessary to recalculate. A new follow-up element is defined. The conversion time affects the total convergence time. And although recalculation does not require intensive CPU usage, try to avoid them unnecessarily. When the topology is changed, the DUAL algorithm checks for the presence of probable subsequent elements. If they are present, the algorithm uses everything that it detects to prevent unnecessary recalculations. In more detail, the possible subsequent elements will be considered below.

As mentioned earlier, the EIGRP protocol supports groups of other protocols, and special modules, which in turn depend on network layer protocols, help it. For example, the IP-EIGRP module is responsible for sending and receiving EIGRP packets encapsulated in the IP protocol. The IP-EIGRP module is responsible for analyzing (decomposing) EIGRP packages and notifying the DUAL algorithm of obtaining new information. IP-EIGRP refers to the DUAL algorithm for making routing decisions, the results of which are stored in the IP routing table. IP-EIGRP is responsible for redistributing routes detected by other IP routing protocols.

Based on the features of the EIGRP protocol, it follows that load balancing can be performed between paths that have the same metrics as well as the metrics of each of them. To determine the total metric, it is necessary to use the following formula [1]:

$$M = \left[\left(K_1 \cdot BW + \frac{K_2 \cdot BW}{256 - Load} + K_3 \cdot D \right) \cdot \frac{K_5}{K_4 + R} \right] \cdot 256, \quad (1)$$

Where BW is the bandwidth; D – delay; Load – load the channel; R - reliability of the channel; K1, K2, K3, K4, K5 are weights.

The capacity metric (1,544 kilobits) is a static value for calculating the routing metric. Bandwidth is displayed on the screen in kilobits. Most serial interfaces use a default bandwidth value of 1544 kilobits or 1,544,000 bits/s (1.544 Mbps). This is the throughput of the T1 connection. Some serial interfaces use a different default throughput value. To check the throughput, use the show interface command.

The bandwidth value may or may not reflect the actual physical throughput of the interface. Changing the bandwidth does not change the actual communication bandwidth. If the actual communication bandwidth is different from the default throughput, you should change the bandwidth value.

The delay is calculated as the sum of tens of microseconds of all outgoing interfaces to the destination network. To understand what the number is, you need to look at the outgoing interface (show interface gigabitethernet 0/0), find delay and divide the value by 10. This is the number that will be used for the calculation. The total delay is calculated by multiplying by 256.

Reliability of the communication channel is calculated as the value of the frames received with an error to the total number of received frames on this interface. The minimum value is chosen all the way to the destination and can take values from 255 to 0. 255 is 100% reliability of the channel, 230 is 90% reliability, etc. In modern networks is practically not used. Although this value may change dynamically, it is not a trigger for sending updates (EIGRP Update).

The load is calculated as the ratio of the current channel utilization in the outgoing direction (Tx load) to the bandwidth. It is selected as the maximum value on the entire path e to the destination. Similarly, like reliability, despite a regular dynamic change, it is not a trigger for sending an update. The maximum value of 255 corresponds to the fully loaded channel, the minimum value of 1 is a completely empty channel.

The minimum size of the MTU is all the way to the destination. It is supposed to avoid the fragmentation of IP packets if transmitted through interfaces with a maximum MTU of 1500 bytes. However, this parameter has no effect on the calculation of the metric and is not taken into account in its spreading. Even though this value is passed to EIGRP Update, it is never used to select the best route. The MTU indicator is taken into account in quite specific cases: for example, if the router must discard one of the routes equivalent to the other characteristics, he will choose the one with the smaller MTU.

Each route in the EIGRP protocol is characterized by two numbers: Feasible Distance and Advertised Distance (sometimes you can see Reported Distance instead of Advertised Distance, it's the same thing). Each of these numbers is a metric or the cost (the more - the worse) of this route from different measurement points: FD is «from me to the destination» and AD is «from the neighbor who told me about this route to the place Destination».

Each subnet EIGRP knows on each router has a Successor router from among its neighbors, through which the best (with a smaller metric), according to the protocol, the route to this subnet. A subnet can also have one or more alternate routes (the neighbor router through which such a route goes is called Feasible Successor). EIGRP is the only routing protocol that stores the spare routes (in OSPF they are, but are contained in the topology table and they must be previously processed by the SPF algorithm), which gives it a plus in speed: once the protocol determines that the main route (via successor) is unavailable, He immediately switches to spare. In order for the router to be feasible successor for the route, its AD must be less than the FD successor of this route (that's why we need to know AD). This rule is used to avoid rings diring routing.

By default, weights have the following values: K1 = 1; K2 = 0; K3 = 1; K4 = 0; K5 = 0. Taking into account this fact, the calculation formula has the form:

$$M = (K_1 \cdot BW + K_3 \cdot D) \cdot 256 \quad (2)$$

For such values, the shortest path will be selected by the smallest metric.

The case when the weighting factors are changed and their influence on the network has not been sufficiently studied to date. To confirm or disprove the default values recommended by Cisco, we examine the network with different coefficients parameters.

II. Implementation of the network based on the EIGRP protocol

To build the network, the GNS3 environment version 2.0.0b2 was used as a network simulator, VMware version 12.5.2 was used as the server. The network consists of five routers of the c7200 model with a connection between them via a serial interface (Fig. 1).

The necessary interfaces on the R1 and R5 routers are configured as a loopback, modeling the client's network, and the interface towards the provider. An example of setting on router 1 is shown below:

```
R1#configure terminal
R1(config)# interface loopback 1
R1(config-if)#ip address 10.1.1.1 255.255.255.0
R1(config-if)# interface s0/0
R1(config-if)#ip address 199.1.1.1 255.255.255.252
R1(config-if)# no shutdown
```

Similarly, the interfaces are configured on the other routers.

After enabling the interfaces on each router, it is necessary that the client 10.1.1.1 and 10.2.2.2 local networks see each other. To do this, you must configure the network protocol EIGRP [2]. The configuration of the EIGRP protocol is similar to the setting of the OSPF protocol. The router eigrp command allows its use and puts the user in EIGRP configuration mode, where one or more network commands are then configured. For each network interface command, the EIGRP protocol tries to locate neighbors and announce the subnet connected to this interface. Example of configuring the router R1 and R2:

```
R1(config)# router eigrp 100
R1(config-router)# network 199.1.1.0
R1(config-router)# no auto-summary
```

```
R2(config)# router eigrp 100
R2(config-router)# network 199.10.1.0
R2(config-router)# network 199.1.1.0
R2(config-router)# network 199.11.1.0
R2(config-router)# no auto-summary
```

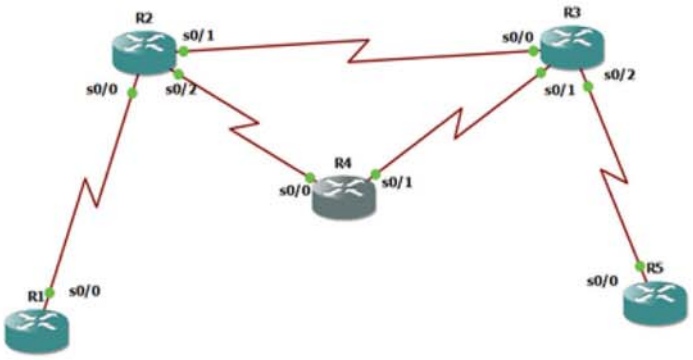


Fig. 1. Schema of the network under investigation

After setting the EIGRP protocol, weights will be specified by default (Fig. 2).

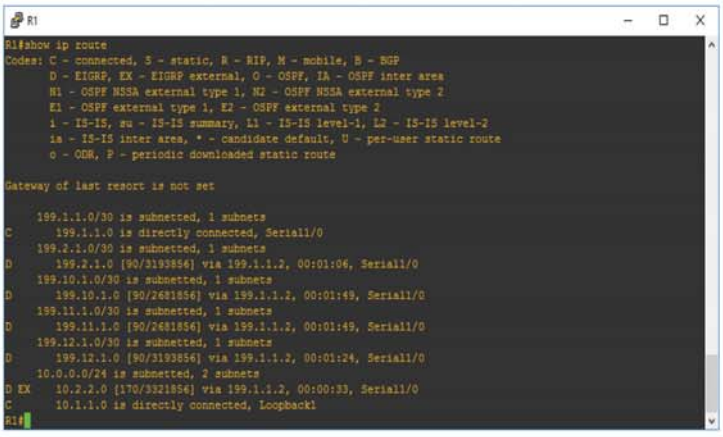


Fig. 2. The default EIGRP protocol parameters for R1

To change the «Hello» and «Hold» timers, you can use the command «ip interval hello eigrp autonomous_server_device timer» and «ip holdtime eigrp autonomous_server_number timer» in interface configuration mode.

To manually change the route of the routing protocol, you can specify the bandwidth and bandwidth values using the «bandwidth value» and the «delay value» on the interfaces. Also, you can set how many routes with the same metric will be simultaneously used for load balancing using the maximum-paths command, and enable load balancing across channels with different metrics using the variance command.

EIGRP network commands allow two types of syntax: one with a mask pattern at the end and one without it (command network 199.1.4.0). Without a mask pattern, this command must output a class network (class number A, B or C network number). Being commanded, this command tells the mariner to do the following: find their own interfaces with addresses in this class network; Enable the EIGRP protocol on these interfaces.

Once enabled, the EIGRP protocol starts announcing the subnets connected to the interfaces, sending out «Hello» messages and listening to them, trying to establish neighborly relations with other EIGRP routers.

The path metric is one of the most important parts of any routing protocol, as it is a condition for adding a path to the routing table. The more metric parameters are better (the value of the metric is smaller), the greater the probability that the network device will decide to send the packet along this path. Modern routing protocols in calculating metrics try not to exceed the default values and use no more than three metric values.

Among them, the bandwidth, delay and percentage of lost packets. Each of these metrics affects each other. The combination of metrics makes it possible to improve the routing algorithm. These metrics provide only a general estimate of communication channels, and by changing their values, you can get a more detailed estimate and improve efficiency.

If you change any metric in the protocol, you need to configure the value of this metric on each router, otherwise the neighborhood will be disconnected. Neighborhood is automatically configured. To change metrics, delay is usually changed, because bandwidth affects QoS parameters, in addition, bandwidth change does not always change the metric value (if the worst link has not changed).

EIGRP includes regulation to use 50 percent of the installed bandwidth. Reducing bandwidth can cause various problems. For example, because of the reduced bandwidth, EIGRP neighbors may stop receiving complimentary packages. The delay variation does not affect other protocols and does not cause EIGRP to reduce the bandwidth.

The minimum value of the MTU is actually calculated, but assumes no role in determining the best path. The coefficients used to calculate the metric can be declared manually. This is done by the command metric weights tos k1 k2 k3 k4 k5 (tos = 0): Bandwidth (K1), Load (K2), Delay (K3), Reliability (K4), MTU (K5).

Example of adding k2 = 1 to R1 (Fig. 3):

```
R1#configure terminal
R1(config)# router eigrp 100
R1(config-router)# metric weights 0 1 1 1 0 0
```

Example of adding k2 = 2 to R1.

```
R1#configure terminal
R1(config)# router eigrp 100
R1(config-router)# metric weights 0 1 2 1 0 0
```

Figure 2 and Figure 3 show all possible routes that are available in the routing table with the corresponding metrics [D/M], where the route is marked as D (Distance), and the metric is M (Metric).

A route can have three values:
1) Value 5 if the route is total;
2) A value of 90 if the route is internal;
3) The value is 170 if the route is external.

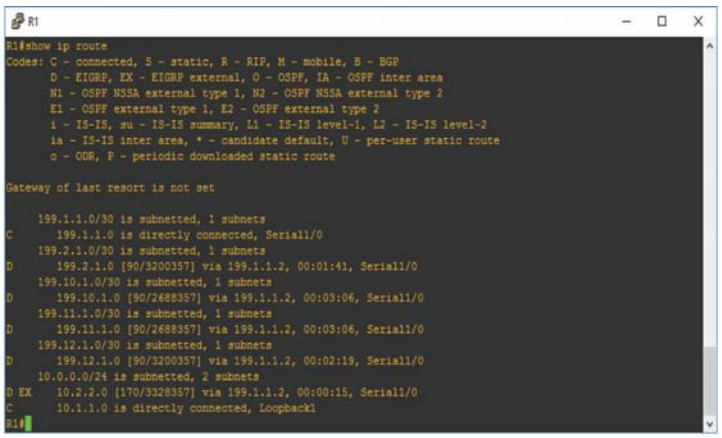


Fig. 3. The parameters of the EIGRP protocol for k2 = 1 for R1

In the investigated network, there are both internal routes and external ones. Let's compare the result of the experimental calculation of the metric with the practical one for the path from 199.2.1.0 to 199.1.1.2 by default. To do this, we calculate the metric by the formula (1) with the following initial data:

BW = 1544 kbit / s,
D = 40000 ms,
K1 = K3 = 1,
K2 = K4 = K5 = 0.

$$M_p = (1000000/1544 + 40000/10) \cdot 256 = 2682031,$$

Mexp = 2681856.
Mexp< Mp

The total metric, calculated by the router is less than that calculated manually. This indicates a more accurate calculation of the values of the total metric by the router. To investigate the network, this error can be critical, since the EIGRP protocol just chooses the best path for the lowest metric value.

As noted earlier, the weighting factors affect the metric value. A study was conducted in which the coefficient K2 was subjected to changes. Its values ranged from 0 to 2 (0.1.2 respectively) [3]. The choice was made to introduce this coefficient because it is responsible for downloading the channel in the route. This value is dynamic, it can change and lead to a constant recalculation of the route metric. Nevertheless, the research is aimed at revealing the possibility of choosing such a value of the weight coefficient, so that this would not be necessary [4].

Based on the results of the network testing (Fig. 1), the dependencies of the packet transmission rate are plotted depending on the route metric (whether it will pass through one hop or several) for different values of the load factor (Fig. 4).

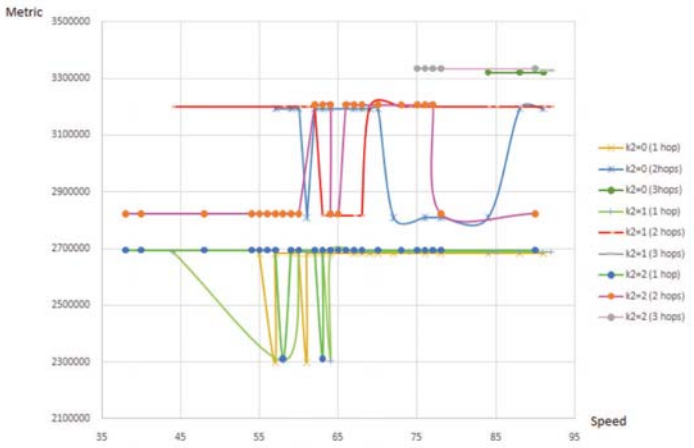


Fig. 4. The dependence of the packet transfer rate on the total metric

Conclusion

In this paper, a study was made of the dynamic routing protocol, which is an internal routing protocol. The study was carried out taking into account the restrictions introduced in the form of weight coefficients. The default weight values showed their work compared to the addition of another load factor of the package. Based on the results of the study, it was proved that the choice of the route will initially fall on the one that has the smallest metric and often this way has one transition. Routes with two or more transitions will have a higher metric value, respectively. It is also proved that it is advisable to use the default weighting factors. Change them can be provided that they will be inside one network and not more than one. Also, this approach can be used to optimize adjacent networks and individual data packet flows between them, taking into account the requirements and capabilities of each network.

References

1. *IP Routing EIGRP Configuration Guide*. (2016). Cisco Systems, Inc. 258 p.

2. Wallace K. (2014). *CCNP Routing and Switching ROUTE 300-101 Official Cert Guide*. Cisco Press. 1012 p.

3. Snegurov A.V., Chakryan V.Kh. (2015). Improvement of the routing algorithm with load balancing along the paths of unequal cost for the EIGRP protocol. *Information processing systems*. Kharkov. № 10. Pp. 133-139.

4. Astrakhantsev A.A., Varich V.V., Vakulenko V.S. (2008). Analysis of the coefficients of the EIGRP routing protocol metric. *Information processing systems*. Kharkov. № 3. Pp. 5-7.

5. Olifer VG, Olifer N.A. (2006). *Computer networks. Principles. Technologies. Protocols*. 3rd ed. S.-Pb.: Peter. 958 p. (*In Russian*)

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ПРОТОКОЛА МАРШРУТИЗАЦИИ EIGRP

Абрамкина Ольга Александровна, *Сибирский Государственный Университет Телекоммуникаций и Информатики, г. Новосибирск, Россия,* ***olga_abramkina@mail.ru***

Аннотация

Рассматривается усовершенствованный дистанционно-векторный протокол выбора маршрута EIGRP в условиях изменения коэффициентов весовой метрики. Весовая метрика протокола EIGRP имеет пять коэффициентов: показатель пропускной способности (K1), загрузки (K2), задержки (K3), показатель надежности (K4) и длина полезной нагрузки (K5). В спецификации Cisco для расчета весовой метрики используются только коэффициенты пропускной способности и задержки, K1 и K3 соответственно, со значением 1, остальные установлены со значением 0. В работе проведено исследование работы сети с изменением значений коэффициентов по умолчанию, так как они могут варьироваться от 0 до 255. Так же проведен анализ сети с включением в весовую метрику коэффициента K2 со значением от 0 до 2.

Доказан тот факт, что при использовании метрики с разными вариациями коэффициентов, теряется часть полезной информации и может произойти ситуация, когда правильно найденный путь не удовлетворяет ограничениям. В результате анализа протокола произведена попытка выбора оптимальных значений коэффициентов для выбранной сети. Для достижения поставленной цели были использованы в качестве сервера – VMware версии 12.5.2 и GNS3 версии 2.0.0b2 в качестве симулятора сети. Исследуемая сеть построена на роутерах модели c7200 с соединениями типа serial.

Результаты моделирования сети с использованием протокола EIGRP в условиях изменения весовых коэффициентов показали, что использование значений коэффициентов по умолчанию целесообразно в том случае, когда нет жестких требований к сети или поиску кратчайшего пути. При возникновении требований к балансировке нагрузки как внутри одной сети, так и между сетями, можно изменять значения коэффициентов и увеличивать их число (включать, например, K2) но не более чем на единицу от значений по умолчанию. Изменения более чем на единицу могут привести к перегрузкам сети при балансировке, а так же невозможности определения кратчайшего пути.

Ключевые слова: *протокол EIGRP, коэффициент, маршрут, метрики, ограничения.*

Литература

1. IP Routing EIGRP Configuration Guide. Cisco Systems, Inc. 2016. 258 p.
2. *Wallace K.* CCNP Routing and Switching ROUTE 300-101 Official Cert Guide. Cisco Press, 2014. 1012 p.
3. *Снегуров А.В., Чакрян В.Х.* Усовершенствование алгоритма маршрутизации с балансировкой нагрузки по путям неравнозначной стоимости для протокола EIGRP // Системы обработки информации. Харьков, 2015. № 10. С. 133-139.
4. *Астраханцев А.А., Варич В.В., Вакуленко В.С.* Анализ коэффициентов метрики протокола маршрутизации EIGRP // Системы обработки информации. Харьков, 2008. № 3. С. 5-7.
5. *Олифер В.Г., Олифер Н.А.* Компьютерные сети. Принципы. Технологии. Протоколы. 3-е изд. С.-Пб.: Питер, 2006. 958 с.

Информация об авторах:

Абрамкина Ольга Александровна, *аспирант, Сибирский Государственный Университет Телекоммуникаций и Информатики, г. Новосибирск, Россия*

MODELING OF THE MACHINE TRANSLATION SYSTEM FOR TECHNICAL TEXTS OF THE TELECOMMUNICATION FIELD USING THE OBJECT-ORIENTED PROGRAMMING LANGUAGE C

Andrey V. Alyoshintsev,
Moscow Technical University of communication and informatics, Moscow, Russia,
alyoshintsev@mail.ru

Elena V. Bessonova,
Moscow State University of Civil Engineering, Moscow, Russia, ***bessonovaev@mgsu.ru***

Alexander N. Sak,
Moscow State University of Civil Engineering, Moscow, Russia, ***sak_inter@mail.ru***

Keywords: *machine translation, object-oriented programming, lexeme, grammar, arrays, collections, online dictionaries.*

The need for constant access to scientific articles or instructions in English on the use of devices like high frequency modems for instance, as well as the emergence of new technologies, requires the development of a machine translation system for the telecommunication industry. The development of object-oriented programming languages enables to represent objects containing a large amount of information in the most convenient way from the point of view of the tasks faced by a developer. The article deals with the presentation of lexical units of the sentence as objects of the program in C # language, as well as the peculiarities of translating the corresponding lexemes, taking into account the grammar of English and Russian in the field of telecommunications. The authors try to avoid the presentation of the lexical-semantic structure of the sentence by means of a metalanguage as a mediator, which significantly complicates the translation system, by creating a lighter and more understandable structure. For this, certain rules are established for the lexical and grammatical relationship of the narrative sentence in English and Russian. The peculiarities of processing html-pages of online dictionaries used as a thesaurus of lexical units in translation are taken into account.

Information about authors:
Andrey V. Alyoshintsev, *Moscow Technical University of communication and informatics, Moscow, Russia*
Elena V. Bessonova, *Moscow State University of Civil Engineering, Moscow, Russia*
Alexander N. Sak, *Moscow State University of Civil Engineering, Moscow, Russia*

Для цитирования:
Алешинцев А.В., Бессонова Е.В., Сак А.Н. Моделирование системы машинного перевода технических текстов в телекоммуникационной сфере с использованием объектно-ориентированного языка программирования C# // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 66-73.

For citation:
Alyoshintsev A.V., Bessonova E.V., Sak A.N. (2017). Modeling of the machine translation system for technical texts of the telecommunication field using the object-oriented programming language C #. *T-Comm*, vol. 11, no.10, pp. 66-73.

The machine translation system for the telecommunication area can be regarded as an information system improving the organization of telecommunication logistics.

The problem of machine translation is located at the junction of linguistics and cybernetics and is one of the tasks to address when studying artificial intelligence problems.

At present, when developing systems in the area of telecommunications, the complex systems of data processing and analysis increasingly comprehend subsystems for processing textual information. If such subsystems are designed to work with data in several languages, they may face the task of automatically translating from one language to another. Existing machine translation systems make mistakes when translating texts from the telecommunication field. For example, the Google machine translation system translates the phrase "Any action that must be taken whether or not an exception is raised should be enclosed in a finally block" [1] as «Любое действие, которое должно быть предпринято независимо от того, возбуждено ли исключение, должно быть заключено в блок finally». As we can see, instead of Russian verb "запускать – to launch", the verb "возбуждать-to excite" is used. The development of automation tools for translation in the communication area is useful even with small volumes of translated text, since in this case the human factor is excluded: the need to contact a professional translator every time an engineer needs to translate a text saturated with unfamiliar lexical and grammatical units is eliminated. The use of online dictionaries of the relevant technical field will allow you to get the most adequate translation. Machine translation systems, based only on statistical algorithms, experience great difficulties in translating phraseological expressions and idioms as well as the slightest deviation from simple grammatical constructions. Systems based on linguistic rules have difficulty translating technical terms. Our system, using online dictionaries, both bilingual and monolingual, either general or specialized, is aimed at solving these contradictions.

Object-oriented programming languages, such as C #, expect the creators of machine translation systems to find new approaches to the implementation of these systems, based on the capabilities of these languages and the search for those linguistic methods that are compatible with the capabilities of modern programming.

Our system uses the object-oriented programming language C # for these purposes. Due to the fact that C # is a hybrid made out from several languages, it is syntactically pure, like Java, simple as VB, powerful and flexible, like C ++. The choice of this language for work is determined by the simplicity of creating classes and the ease of operations with their objects. C # has several advantages such as: it's easy to create collections of both string and those containing class objects, to convert quickly collections to arrays, to control the reliability of array elements, as well as to support optional parameters and named arguments in methods.

At the first stage of the analysis, a query is made about each lexical unit of the sentence to the online monolingual explanatory dictionary. It is important to note that the use of online dictionaries of narrow specialization in the field of telecommunications enables to achieve the most adequate translation in each of the corresponding directions. Possibilities of using words as different parts of speech are reflected in the corresponding collections included in a class object that characterizes given lexical unit. Having collections of uses and properties of each lexeme of the sentence, we can identify each word from the point of view of its belonging to one or another part of speech, which is very important because to solve the problem of polysemy or homonymy it is necessary to determine which part of speech the lexeme belongs to in this context [2].

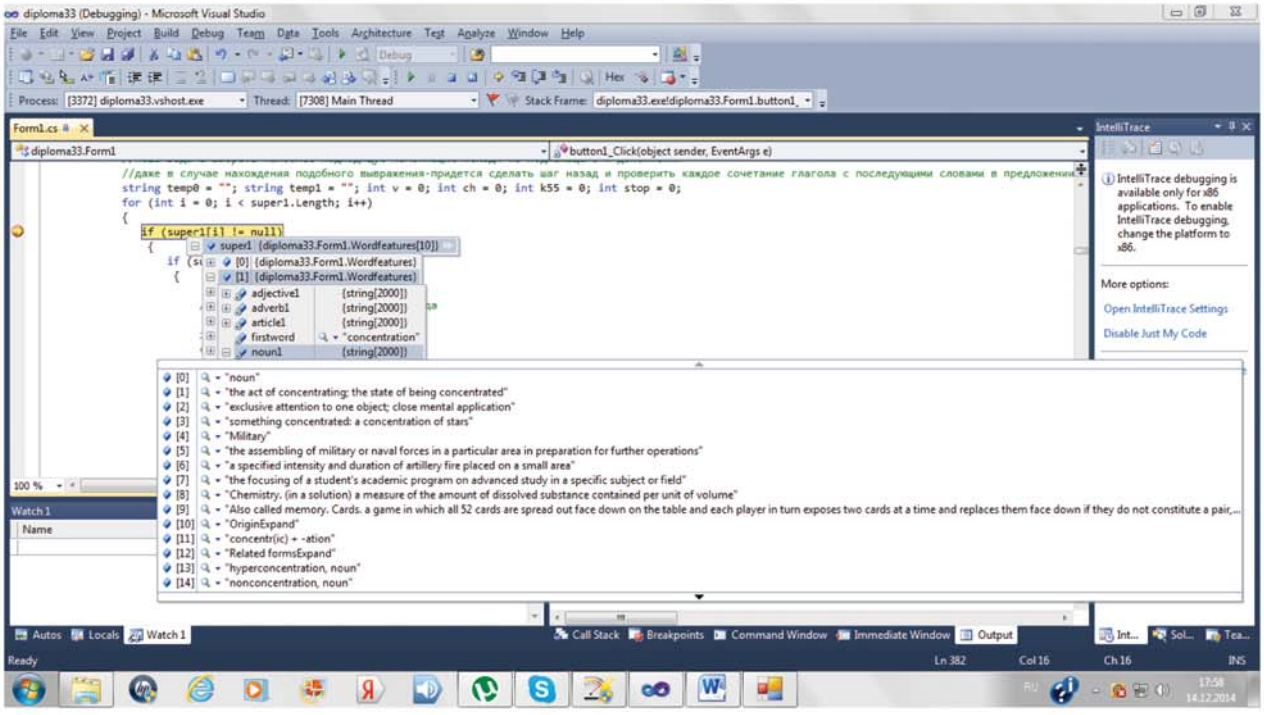


Fig. 1. Assignment of used program variables

Using classes and their objects when working with lexemes allows each lexeme to be represented in the most compact form, which facilitates its subsequent processing. This approach allows referring effectively to lexical units' features that are needed at this stage of the translation.

In fact, an automaton which is used recognizes different elements of the set A, where A is the collection of words contained in the language. The automaton reads and recognizes the a0a1a2a ... .an line if it stops in the final state after reading, that is, it determines the belonging to the part of speech of each word of the sentence, and at this final stage of analysis all parts of speech by their elements end up by composing a logical structure.

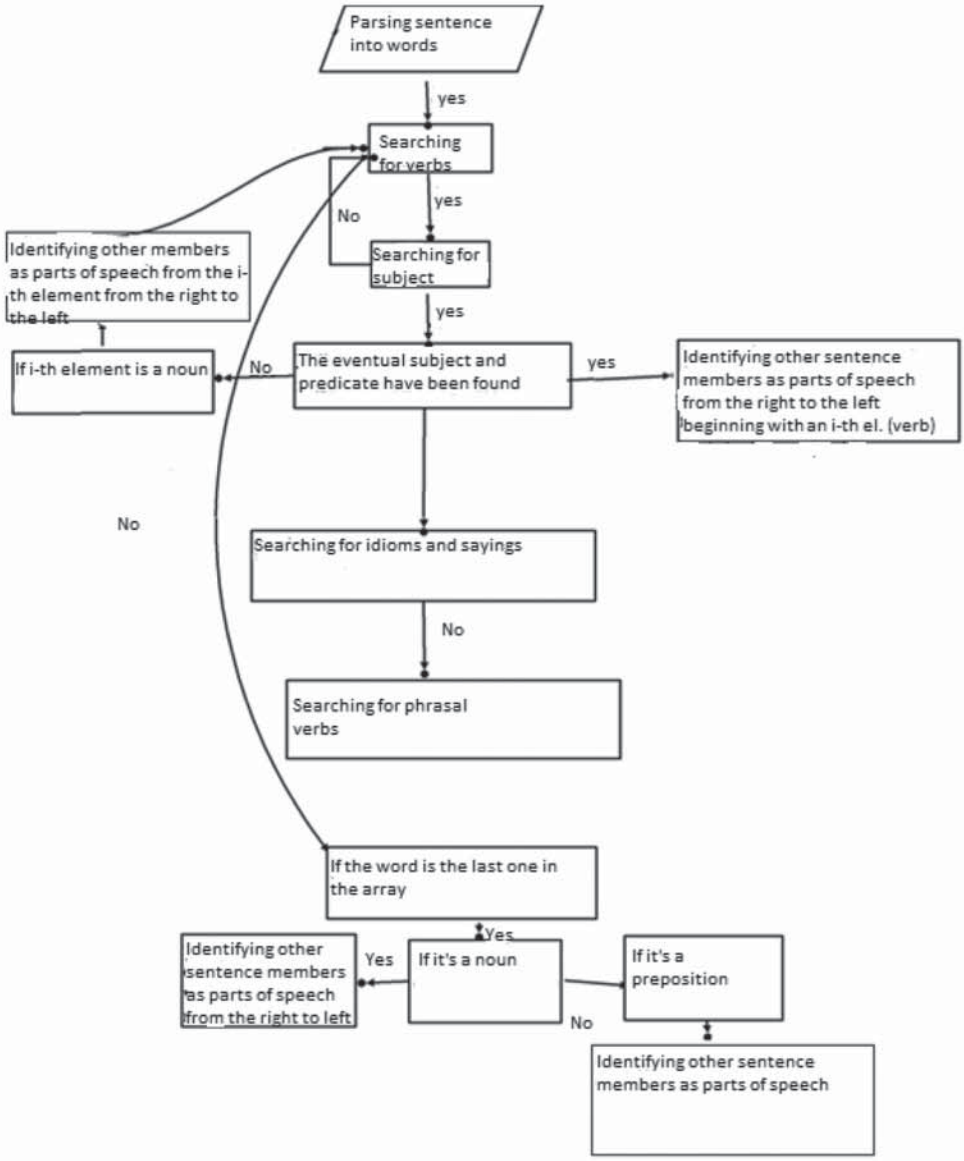


Fig. 2. Block diagram of the algorithm for identifying parts of speech in a sentence

When the words of a sentence are distributed by parts of speech, i.e. we can say that the process of the sentence analysis in our study is completed, it is necessary to proceed to the adaptation of the received lexemes to Russian grammar. Comparing the narrative (as the commonest in the translation of scientific and in particular texts on communication) sentences of Russian and English, one can say that in principle their grammatical structure is similar: the subject-predicate-the direct complement-the indirect complement-the circumstance of the place-the circumstance of time. Just like in English, the order of sentence members in the Russian narrative sentence can vary within the framework of certain rules, which gives sufficient room for maneuver [3]. The main difference is the fact that nouns, adjectives and participles are changed according to cases in Russian, in English the relations between members of the sentence are carried out mainly by means of prepositions [4]. Focusing on the importance of verbs and prepositional constructions in a phrase, a certain set of rules is developed, allowing to build the grammatical structure of a Russian sentence by analyzing the vertex of the English sentence-the verb and its

linguistic environment. The refusal to use the intermediate-language (a meta-language) can be considered a method that facilitates the translation of this type of technical text.

When implementing a system of translation from English into Russian, it is necessary to take into account the propositional system of English verbs arrangement.

The idea of the synthesis process is to decide on the linguistic environment in which form the appropriate word or construction in the target language will be used, and the use of matrices greatly facilitates this task.

The authors adapt the grammatical pointers used in the program to the pointers adopted in the dictionary, taking into account the peculiarities of the online English-Russian dictionary.

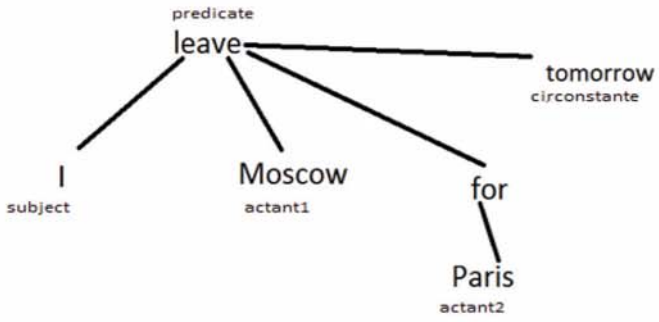


Fig. 3. An example of distribution of actants in a sentence

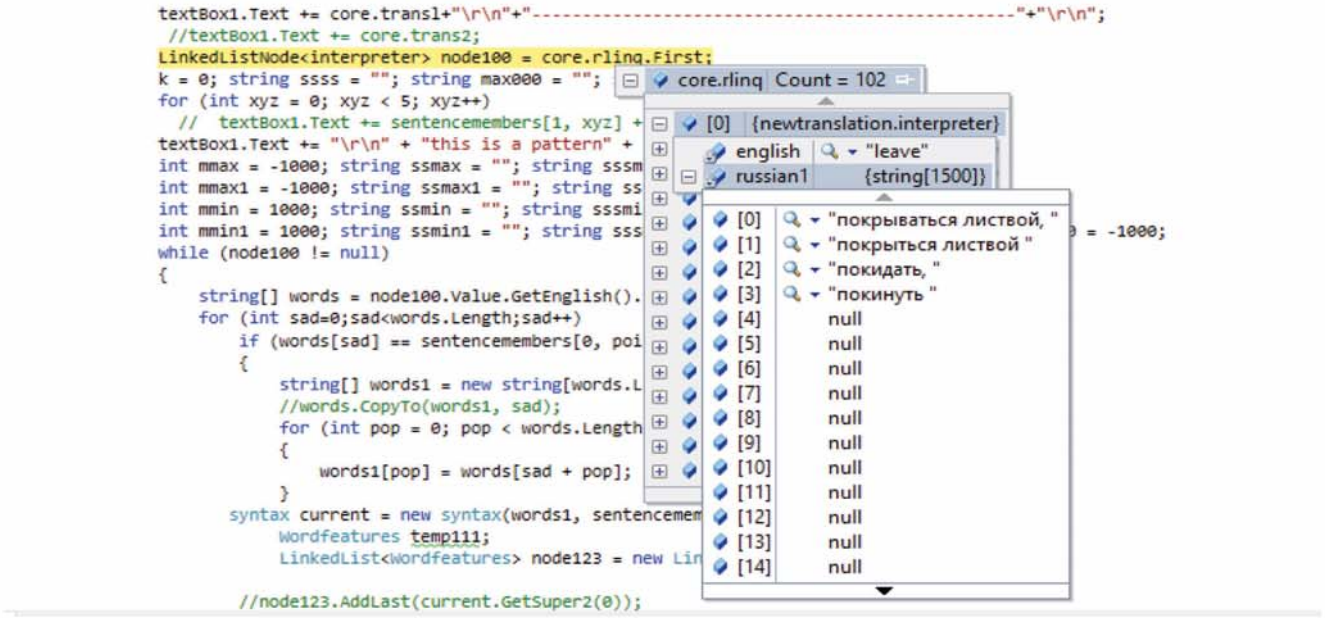


Fig. 4. Part of the program showing an online bilingual dictionary at work regarding the English verb "to leave" and some options of its translation into Russian

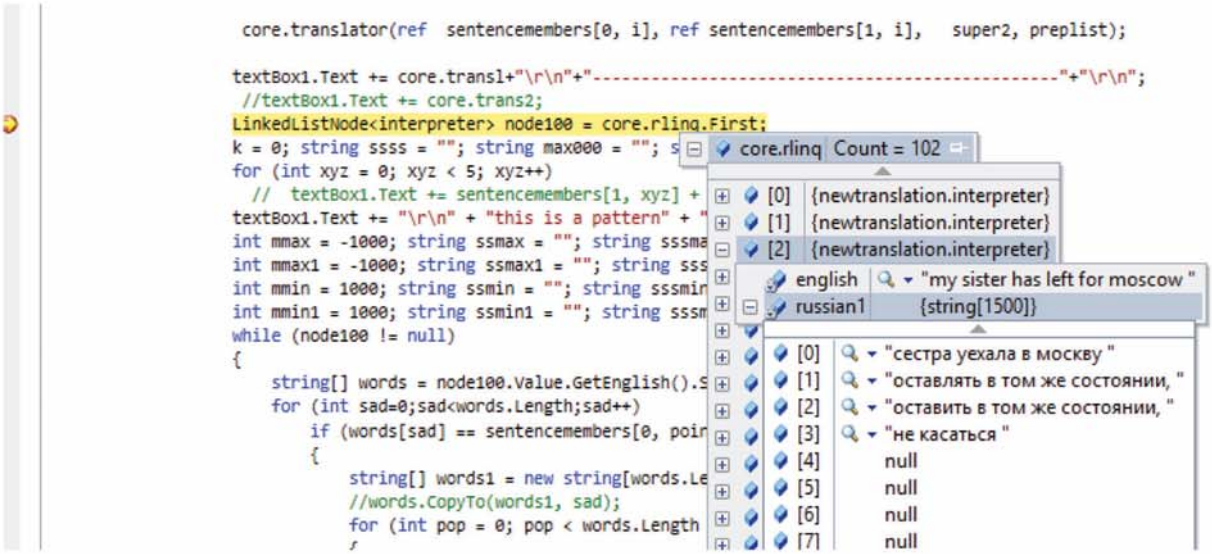


Fig. 5. Other variants of translation of English verb "to leave" in the online bilingual dictionary

If we used a monolingual online dictionary when identifying parts of speech, then at the second stage we use the English-Russian online dictionary “English-Russian translation of words and expressions, definition, synonyms // Reverso-Dictionary”. This dictionary takes into account a lot of verb usages and their prepositional control, mentioning each case of such use. For example, the sentence "I leave Moscow for Paris tomorrow" can be represented by the following graph, in which additions to the predicate occupying a grammatically prescribed position in accordance with the semantic load are called “actants” - the obligatory elements of the actual division of the sentence in connection with its Taxonomic role:

Obviously, the dictionary proposes to translate Actant1 as a direct complement using the verb "покидать" or "leave."

The Actant2 “for Paris” implies the use of the verb "to leave for...". Thus, in our case it is necessary to resolve this contradiction by means of the verb "to leave ... for ...", which combines the use of both actants or at least, translates as "leaving Moscow and leaving for Paris" if the use of "leaving something for something" was not found.

It is also important to note that special processing of the phrasal verb or phraseological expression is provided, for which another cycle is started, which collects all the elements of this stable expression into a single variable, which is then transferred for translation. From the point of view of the "Meaning ⇔ Text" model, a transition from the surface-syntactic structure to the deep-syntactic structure is observed here.

English adjectives stand before nouns as in Russian. Nouns are often used just as adjectives in English: data hiding - “сокрытие данных”. The word “data” is a noun acquiring properties of an adjective here, and the full nominalization “hiding” is a noun that comes from the verb “to hide-прятать, срывать”. So that is translated into Russian by means of two nouns, where the determiner is supposed to be in the possessive case and to follow the main word.

It is also necessary to talk about the technology of generation and transmission of characteristics for processing words already received as a result of translation. The matrix “sentencemembers” contains detailed information about each word of the sentence. The 0th line contains the English word itself, the 1st line – contains data about what part of speech it corresponds to, if this is a verb, then in the second line it is indicated depending on the detected predicate the singular or the plural form of the verb and to which person its shape corresponds to. If it is a noun, then in the second line it will be indicated whether singular or plural it is used in. The meaning of the synthesis process is to decide, according to the linguistic environment, in which form the corresponding word or construction in the target language will be used.

If, for example, there are two nouns together, between which there is a preposition "of", then, most likely, there is a possessive relation between words and in Russian the second name should be put in the possessive case and it is natural to forget about the preposition. It is stipulated not to translate prepositions by means of a dictionary, but to provide the program with a way of translation. In this case, it is necessary to remove the preposition and put the noun following the preposition in the possessive case. The analysis is sequential, i.e. done word by word, and the matrix “ sentencemembers1” is formed, where the Russian words will be placed after the translation, and their characteristics will be determined in advance by the linguistic environment. Therefore, the characteristic of the word that should be in the possessive case will be transferred to the next element of the array

```
if (ch1 - 1 >= 0 && ch1 + 1 <= super2.Count())
                    {
if          (sentencemembers[1,ch1-1]=="noun"          &&
sentencemembers[1,ch1+1]=="noun")
                sentencemembers1[3,ch1+1]="genetive";
}
```

And the translation of the next element will happen already in the next step of the cycle.

If there is a combination "to" + verb, then the preposition "to" must be replaced with "чтобы", directly, without referring to a dictionary. If the preposition "to" is followed by a noun, an adjective, or an article, there are several options for translation. This can be translated with prepositions like "в", "на" or "к", depending on the context, and if the preposition is followed by a noun, it must have the dative case in Russian. If we are talking about the sequence “the preposition "in" + noun”, we translate the English preposition into Russian by the preposition "в", and the noun is put into the prepositional case, and if after the preposition there is an adjective, once the translation is done, the adjective should also have the form of a prepositional case. The same principles are extended to prepositions as "for" then the noun following it will be in the objective case, the preposition "from" corresponds to the preposition "из" + the noun in the possessive case, the preposition "about" corresponds to the preposition "насчет” and a noun in the possessive case, the preposition "without" with a name corresponds to the preposition "без" + noun the possessive case, and if the preposition is used with a verb in the form of a gerund, it must be translated using the gerundive turnover, for example, "without doing anything." If it is a preposition "with", then it must be translated using the preposition "с" + noun in the instrumental case.

Taking into account the peculiarities of the online English-Russian dictionary, one should adapt the pointers of the parts of speech to the corresponding pointers of the dictionary: "noun" → "n", "adjective" → "adj", "pronoun" → "pron", in case of an adverb, then according to our observations, the "adj" marker should be indicated. In this dictionary there are two markers of the part of speech for the verbs "vt" and "vi", i.e. a transitive and non-transitive verb. For example, the verb "to run" in a nontransitive sense means "to run," and in a transitive one, for example, "to run an office" means "to manage an office". In order to find out which verb we are dealing with, we need to check whether there is a direct complement to this verb.

```
if (sentencemembers[1, ch1] == "verb")
{
 str33 = "vi";
 for (int x1 = ch1; x1 < super2.Count(); x1++)
 {
 if    (sentencemembers[1,    x1]    ==    "noun"    ||
sentencemembers[1, x1] == "pronoun")
 {
 str33 = "vt"; break;
 }
```

```
if (sentencemembers[1, x1] == "preposition")
break;
}
}
```

If a phrasal verb or a phraseological expression occurs at this stage of the cycle, it's necessary to run another cycle that collects all the elements of this persistent expression into a single variable, which is then passed to the translation. From the point of view of the "Meaning ⇔Text" model, a transition from a surface-syntactic structure to a deep-syntactic structure is observed here [3].

```
if (sentencemembers[1, ch1] == "phrasal verb")
{
str25 += " ";
for (int ch2 = ch1 + 1; ch2 < super2.Count(); ch2++)
{

if (sentencemembers[1, ch2] == "phrasal verb")
{ str25 += sentencemembers[0, ch2] + " ";
sentencemembers[0, ch2] = ""; }

str33 = "";
}
}
```

Since it is impossible to assign a corresponding token to a phrasal verb or phraseological expression, which would be perceived by the dictionary, an "empty" value is assigned to the variable str33 = "";

Some English expressions and constructions that are perfectly perceived by an explanatory dictionary are not available for this English-Russian dictionary and one has to produce a direct lexical setting:

```
if (str25 == "have to " || str25 == "has to ")
str25 = "have got to";
```

And, finally, when the information on the translated word is prepared, the word is transmitted for translation

```
if (sentencemembers[0, ch1] != "the" &&
sentencemembers[0, ch1] != "a" && sentencemembers[0, ch1]
!= "" && sentencemembers[1,ch1]!="preposition" &&
sentencemembers[0,ch1]!="be")
{
inst.translator(ref str25, ref str33);
rlinq.AddLast(inst.node);
```

After processing the word by means of the class that handles the translation, the result is passed back to the Form using a reference to the object of the class, in whose role the collection of Russian values of the given word appears [5].

```
sentencemembers1[0, ch1] = inst.node.GetRussian(0);
}
```

This block is focused on the way such complex prepositions as "in spite of" or "instead of" are handled. Each element of complex prepositions was introduced into an array of prepositions and when identifying parts of speech was determined as preposition. Then, in the above block, a cycle is started that analyzes whether this is an easy preposition or a complex one, and if the next word also has a preposition marker, then it is a complex preposition, the parts of which are assembled and translated. There is a special class "translation", directly working with the English-Russian dictionary.

The method "translator" deals with the arguments of the word in English, pre-processed in the two previous blocks, as well as the part of speech to which it belongs.

Returning an already processed string, we continue processing it. Then, if a part of the speech is determined, the search goes on until the first letter in Russian is found. If such a letter is found, the sentence is broken up into words and words are entered into the array. Looking through its elements, if there is an element identical to the definition of an already determined part of speech, there is a transition to the next element. If this element is in Russian, it is written down into the "temp1" variable and an "temp0" element is added to the English collection, and if the element is in English and provided that temp1! = null, we'll put the value of the temp1 variable into the Russian collection and add the element to the "temp0" variable. In case of phraseology or a phrase verb, the first thing to do is to find a match of the line with the expression in English, which was obtained in the previous grammar block, and only then we represent the sentence words as array elements, which are then written down as a temp0 and temp1 variables are sent to collections named "English" and "Russian" correspondingly. After that, a given word, expressed by these collections, is represented as an instance of the class "interpreter". In this class, the values of the object "node" in English in different expressions and the values of the same object in Russian are represented by the arrays" english1" and 'russian1". This allows to coordinate English and Russian values at the expense of the index.

In this block, the stage of the pre-translational preparation of the sentence before making a request for a bilingual English-Russian dictionary was considered.

On the next stage of machine translation it will be necessary to process the received Russian lexemes from the point of view of Russian grammar.

In conclusion, we can say that a system that uses online dictionaries, rather than body of text as a thesaurus, should combine both statistical methods in the first stage of the proposal processing and rules at the level of deeper semantic analysis of the sentence. For more detailed semantic analysis, it is necessary to use, in addition to the taxonomic role and category of participants in the proposal, also their subject area and referential status.

It is necessary to give an account of the ideology of such a programming language as C # in order to create an approach to the machine translation system that would use its capabilities as efficiently as possible.

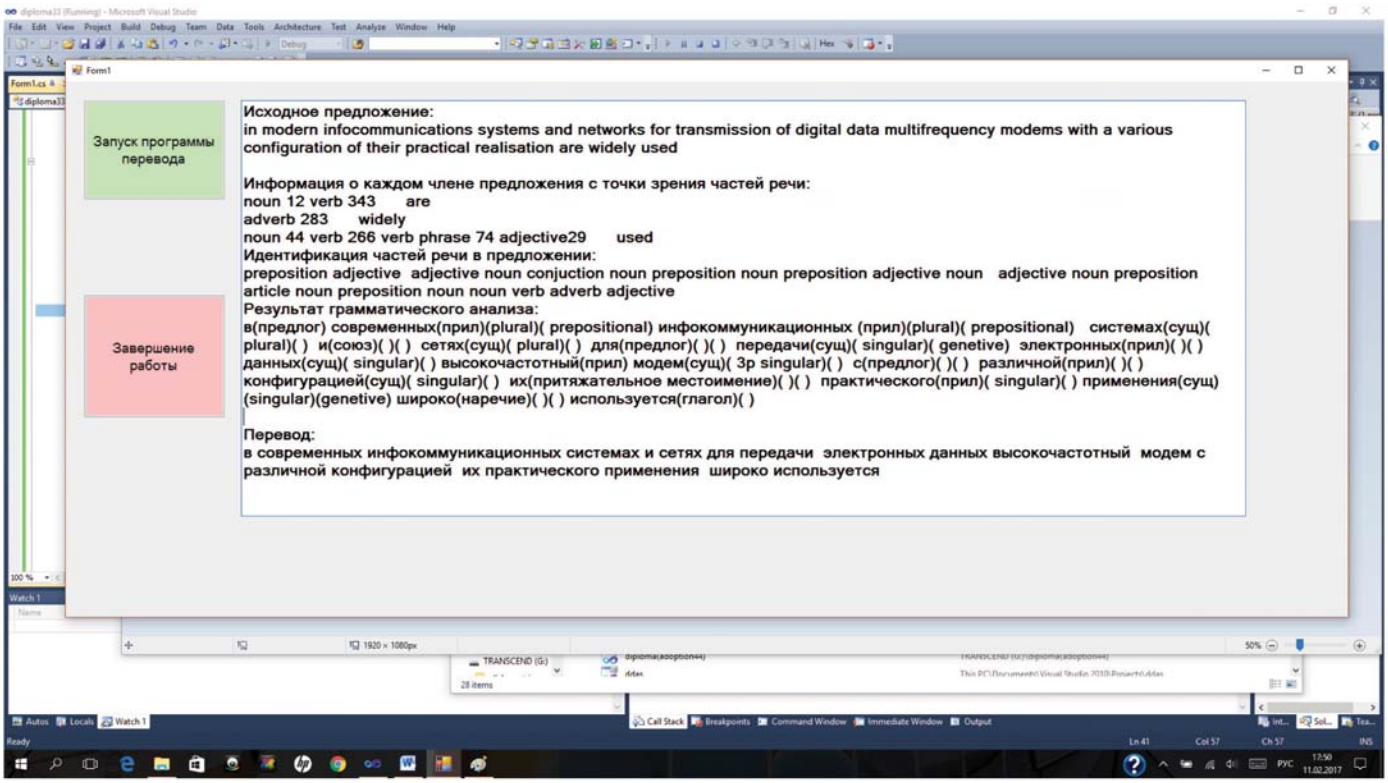


Fig. 6. Interface Form1 with the implementation of an example of translation

References

1. Sannikov V.G., Alyoshintsev A.V. (2015). Multi frequancy modem as one of the basic elements of the “smart building” system with a remote control of the objects [Mnogochastotnyi modem kak odin iz osnovnih elementov sistemi “intellectualnoye zdaniye” pri udalennom upravlenii objectami]. *T-Comm*. No. 6. Pp 21-27(*in Russian*)

2. Sak A.N. (2015). Identification of the sentence members as the main task of machine translation [Identificacia chlenov predlojenia kak osnovnaia zadacha mashinnogo perevoda]. *Scientific Review*. Ed.14. (*in Russian*).

3. Mel'čuk I.A. (2012). *From the sense to the text* [Ot smysla k tekstu] Moscow: Languages of Slavic culture. (*in Russian*).

4. Mel'čuk I.A. (1995). *Russian language in the model, "Meaning ⇔ Text"* [Russkii yazyk v modeli “Smysl-Tekst”. Moscow – Vienna: School "Russian Culture Languages" Viennese Slavonic Almanac. XXVIII, 682 p.

5. Kazanskii A.A. (2011). *Object-oriented programming in Microsoft Visual C # on the platform of Microsoft Visual Studio 2008 and the .NET Framework.* Part 3: Tutorial and Workshop [Ob’ectno-orientirovannoye programmirovanie na yazyke C#]. MSU of Civil Engineering. Moscow: 2011 (*in Russian*).

6. Online English-Russian Dictionary: http://dictionary.reverso.net/english-russian.

7. Online dictionary: google translate: http://google.translate.com.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ МАШИННОГО ПЕРЕВОДА ТЕХНИЧЕСКИХ ТЕКСТОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СФЕРЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОБЪЕКТНО-ОРИЕНТИРОВАННОГО ЯЗЫКА ПРОГРАММИРОВАНИЯ C#

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

Бессонова Елена Владимировна, *Московский государственный строительный университет, Москва, Россия,* ***bessonovaev@mgsu.ru***

Сак Александр Николаевич*, Московский государственный строительный университет, Москва, Россия,* ***sak_inter@mail.ru***

Аннотация

Необходимость в постоянном доступе к научным статьям или инструкциям на английском языке по применению телекоммуникационной техники и устройств, а также появление новых технологий нуждается в разработке системы машинного перевода для телекоммуникационной отрасли. Развитие языков объектно-ориентированного программирования позволяет представлять объекты, содержащие большое количество информации, наиболее удобным способом с точки зрения стоящих перед разработчиком задач. В статье рассматриваются вопросы представления лексических единиц предложения как объектов программы на языке C#, а также вопросы особенностей перевода соответствующих лексем, учитывая грамматику английского и русского языка в области телекоммуникаций. Авторы пытаются избежать представления лексико-семантической структуры предложения посредством метаязыка - посредника, значительно утяжеляющего систему перевода, путем создания более легкой и понятной структуры. Для этого устанавливаются определенные правила лексического и грамматического соотношения повествовательного предложения на английском и русском языках. Учитываются особенности обработки html-страниц онлайн словарей, используемых как тезаурус лексических единиц при переводе.

Ключевые слова: *машинный перевод, объектно-ориентированное программирование, лексема, грамматика, массивы, коллекции, онлайн словари.*

Литература

1. *Санников В.Г., Алешинцев А.В.* Многочастотный модем как один из основных элементов системы "интеллектуальное здание" при удаленном управлении объектами // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. Т. 9. № 6. 2015. С. 21-27.
2. *Сак А.Н.* Идентификация членов предложения как основная задача машинного перевода // Научное обозрение. Вып.14. 2015. С. 9-14.
3. *Мельчук И.А.* Язык: от смысла к тексту. М.: Языки славянской культуры, 2012. 176 с.
4. *Мельчук И.А.* Русский язык в модели "Смысл Ф Текст". Москва – Вена: Школа "Языки русской культуры", Венский славистический альманах, 1995. XXVIII. 682 с.
5. *Казанский А.А.* Объектно-ориентированное программирование на языке Microsoft Visual C# в среде разработки Microsoft Visual Studio 2008 и .NET Framework. Ч.3: Учебное пособие и практикум. М.: Моск. Гос. Строит. Ун-т., 2011. 180 с.
6. Онлайн англо-русский словарь: http://dictionary.reverso.net/english-russian.
7. Онлайн словарь Google translate: http://google.translate.com.

Информация об авторах:

Алешинцев Андрей Владимирович, *старший преподаватель, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

Бессонова Елена Владимировна, *к. филол. н, доцент, Московский государственный строительный университет, Москва, Россия*

Сак Александр Николаевич, *к. филол. н, доцент, Московский государственный строительный университет, Москва, Россия*

ANALYSIS OF THE BASIC ENCODING PARAMETERS OF SATELLITE TV CHANNELS

Anvar I. Baramykov,
TV center of the JSC "Gazprom Space Systems", Moscow, Russia, ***abaramykov@gmail.com***

Irina N. Zaitseva,
Yelets State Ivan Bunin University, Elets, Russia, ***irina-zai73@mail.ru***

Keywords: *DVB-DSNG format of the satellite TV channels, noise immunity, bandwidth, DVB-S2 standard.*

The standards and formats of digital satellite television (TV) broadcasting are considered and analyzed for individual and collective receiving of TV for satellite dishes, and satellite news gathering through reportage stations. Currently, there are TV channels: DVB-S standard, DVB-DSNG (Digital Satellite News Gathering) format, DVB-S2 standard, and the introduction of its extended specification (format) DVB-S2X begins.
Is considered a line of TV channel standards and formats not higher than DVB-S2, which currently have the most operational application with the technical support of manufacturers of such equipment. The influence of encoding parameters on the main characteristics of the TV channel, throughput, in parts of more efficient use of the allocated frequency band of the transponder (satellite repeater), and noise immunity is analyzed.
Based on the performed calculations, a step-by-step analysis of the effect of the basic encoding parameters on the realization of the advantages of the newly developed DVB-DSNG format with respect to the current DVB-S standard was carried out and the advantages of the new DVB-S2 standard compared to the existing DVB-DSNG are realized. At the same time, the obvious advantages and prospects of the DVB-DSNG TV channel in flexible variation by their parameters are shown.
The obtained results of calculations of the basic parameters of TV channels and conclusions can be recommended to specialists of satellite TV for the optimal choice of the coding rate depending on the types and parameters of the equipment of the stations used and the satellite coverage zone.

Information about authors:
Anvar I. Baramykov, *TV center of the JSC "Gazprom Space Systems", Moscow, Russia*
Irina N. Zaitseva, *Yelets State Ivan Bunin University, associate professor, Lipetsk oblast, Elets, Russia*

Для цитирования:
Барамыков А.И., Зайцева И.Н. Анализ основных параметров кодирования спутниковых телевизионных каналов // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 74-79.

For citation:
Baramykov A.I., Zaitseva I.N. (2017). Analysis of the basic encoding parameters of satellite TV channels. *T-Comm*, vol. 11, no.10, pp. 74-79.

Introduction

For several decades, the technical base of the family of digital satellite television standards was formed in Russia, which has developed by the European Digital Broadcasting Project (DVB Project) for individual and collective receiving on satellite dishes, and satellite news gathering through reportage stations. Formation of this base was ensured by the Russian production of spacecrafts (SC) «Express» and «Yamal», and equipment of earth stations (ES).

The first standard was the DVB-S, which includes a 4-position QPSK convolutional encoder with coding rates of 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8 and providing the operation of an internal FEC error protection system (forward Error correction) [1, 2]. The output transport stream passes the Reed Solomon encoder (RS), which ensures the work of the second stage of error correction (protection), goes to the QPSK modulator and then to the high-frequency path of the Up-Link RF station. Loading of wide-band transponders of the SC is produced by signals of the ES with different compression standards MPEG-2, MPEG-4 [1, 2].

As is known, a digital TV signal is formed at the output of a transmitting television camera (camcorder), and digital transmission methods ensure high image quality after passing all links and paths from the signal source to the consumer.

The purpose of this article is to calculate the effect of coding parameters on the DVB-S, DVB-DSNG and DVB-S2 TV channel broadcasting parameters and to select the optimal parameters.

Development of the satellite system DVB-S and the emergence of DVB-DSNG

The DVB-S standard was further upgraded successfully in the new satellite TV format DVB-Digital Satellite News Gathering (DVB-DSNG), which had developed by the European Consortium in 1997-2000 [3] for rapid and high-quality collection of «digital news» from all points of the world in occasional mode. Parameters of broadcasting TV signals in this mode are following: types of transmitted (reportage) and received stations; the transponder number and its frequency range; features of the coverage area; angular parameters of the transmitting antenna of the reportage station; encoding parameters, etc. change from translation to translation.

The block diagram of one of the variants of the DVB-DSNG transmission system is shown in Figure 1. Its configuration differs from the DVB-S transmission scheme [1, 3] by the presence of advanced options for additional modulations of 8PSK and QAM.

The developers have set the following configuration structures of the stations:

– one or more mobile reportage stations such as Fly Away, Drive Away, depending on the method of their delivery to the survey object must have a small antenna size of 0.9-1.5 m (according to technical limitations) and limit of power radiation on technical and environmental requirements and considerations;

– receiving station is appointed at a fixed station (HUB) of a teleport ES with a large-diameter antenna and a branched telecommunications infrastructure for distributing the received TV reportage signals.

The type of modulation, the number of TV channels (one (SCPC) or more (MCPC) in the multiplex, the size of the antenna, the range and power of the transmitter of the reportage station and the receiving station are determined by precalculation.

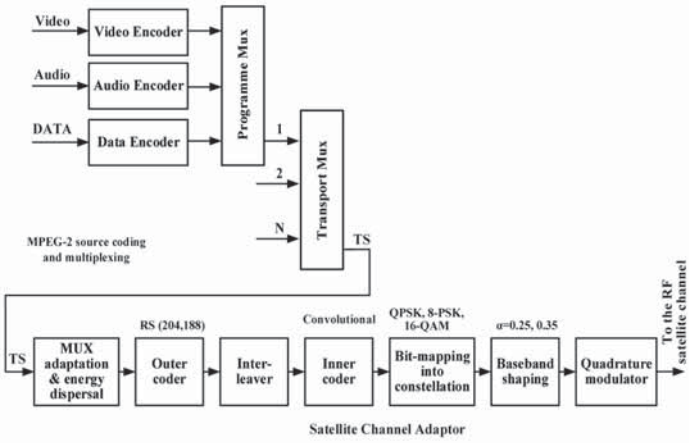


Fig. 1. Block diagram of the TV channel DVB-DSNG

In Figure 2 shows possible types of modulation for DVB-S and DVB-DSNG.

DVB-S QPSK 1/2	**DSNG 8PSK 2/3**
DVB-S QPSK 2/3	**DSNG 8PSK 5/6**
DVB-S QPSK 3/4	**DSNG 8PSK 8/9**
DVB-S QPSK 5/6	**DSNG 16QAM 3/4**
DVB-S QPSK 7/8	**DSNG 16QAM 7/8**

Fig. 2. Possible modulation types for DVB-S and DVB-DSNG

The transition of DVB-DSNG to higher-order modulation methods ensure an increase information transfer rate within the allocated band of the 36 MHz transponder. In the original version, there were some limitations on the use of 16QAM modulation, sensitive to the actual parasitic AM conversion in phase modulation (FM) in amplifiers on nonlinearized TWTs, which increased errors. However, in almost two decades, outdated SCs were replaced, which allowed to remove the restriction on the use of 16QAM.

Comparison of energy and information characteristics of TV channels DVB-S and DVB-DSNG

To compare the listed types of modulation by noise immunity and the information transfer rate, we use a professional set of calculation formulas [4], designed for all possible calculations in satellite communication systems. Calculations were carried out for the receiving station with a large antenna size. Absolute calculation values are applicable only for specific equipment configurations of both stations. Therefore, in the calculations for comparing different variants, we take the same frequency allocation band for signal placement equal to $\Delta f_{alc} = 36$ MHz (the most common value), and the signal-to-noise ratio (C / N) at the input of the demodulator receiver is 20 dB. This value is close to the real values for common parabolic antennas with a diameter of ≥ 7.2 m in the Ku and new Ka bands.

The results of calculations for all possible types of modulation are presented in Table 1.

Table 1

Modulation	Bit/symbol	Symbol Rate, MBaud	Spectral Efficiency, Bit/Hz	C/N, дБ	Eb/No, дБ	Eb/No, threshold, дБ	Link Margin, дБ	Netto Transport Stream Bitrate, MBit/s
DVB-S								
QPSK 1/2	2	26.66	0.922	20.0	20.35	4.5	15.85	24.57
QPSK 2/3			1.229		19.1	5.0	14.1	32.77
QPSK 3/4			1.382		18.39	5.5	13.1	36.86
QPSK 5/6			1.536		18.13	6.0	12.13	40.96
QPSK 7/8			1.613		17.92	6.4	11.52	43.01
DVB-DSNG								
8PSK 2/3	3	28.8	1.843	20.0	17.34	5.9	11.44	53.08
8PSK 5/6	3		2.30		16.37	8.9	7.47	66.35
8PSK 8/9	3		2.457		16.09	9.4	6.69	70.78
16QAM 3/4	4		2.765		15.58	9.0	6.58	79.62
16QAM 7/8	4		3.225		14.91	10.7	4.21	92.89

The results of the calculations in Table 1 show that highly efficient modulation methods increase the Information transfer rate up to several times, but inevitably lead to a decrease in the energy of the satellite radio link. However, considering the use of a receiving station with a large antenna size, this eliminates the energy budget problem. Necessary parameters for reportage: SC with a point of standing and coverage area; transponder (satellite repeater); frequency range; type of modulation; number of TV channels, one (SCPC) or (MCPC) in the multiplex; transmitter power; the dimensions of the antennas of the reportage station and the receiving station are pre-determined by the standard calculation method.

Transition to the new DVB-S2 standard. The study of the characteristics of the internal encoder (LDPC)

Further improvements in the DVB-S standard for increasing Information transfer rate and noise immunity would not be possible without profound changes in the structural composition of the encoders. Hughes Network Systems (HNS) made the largest contribution to research into ways to increase the transfer rate and noise immunity of satellite digital TV by developing the technology and the circuit implementation of the low-density parity check (LDPC) code found in 1962 by R. Gallagher [5, 6].

The digital broadcasting community was delighted that the LDPC codes could outperform the turbo codes made using the new technology, and at first it was the surprise of specialists for the retro-return of HNS to unused and almost forgotten codes [7]. With this discovery, the epoch of the new ultimate DVB-S2 standard began.

Figure 3 shows the functional diagram of the transmitting path of the DVB-S2 system [8].

The test results of the dependence of the error density on the ratio of the symbol energy to the noise spectral density carried out by HNS are shown in Figure 4.

Based on the results presented in the graphs, a rather sharp dependence of the level of reliability on the signal-to-noise ratio is observed. In addition, the dependence of BER = f (Eb / No) does not change significantly from the change in the coding rates. The transition from Es / No to ordinary Eb / No - the ratio of the bit energy to the noise spectral density can be performed, for example, as Eb / No = Es / No - 10 × log (n), where n is the spectral efficiency of the carrier.

Comparison of DVB-S2 TV channel parameters with DVB-DSNG

The DVB-S2 standard has a wide range of modulation types [8-10] for meet the needs of TV companies an increased data rate and noise immunity of television channels.

Table 2 shows the calculations with the previously accepted values of Δf_{alc} and C / N for comparing the qualitative indicators of TV channels formed using DVB-DSNG and DVB-S2.

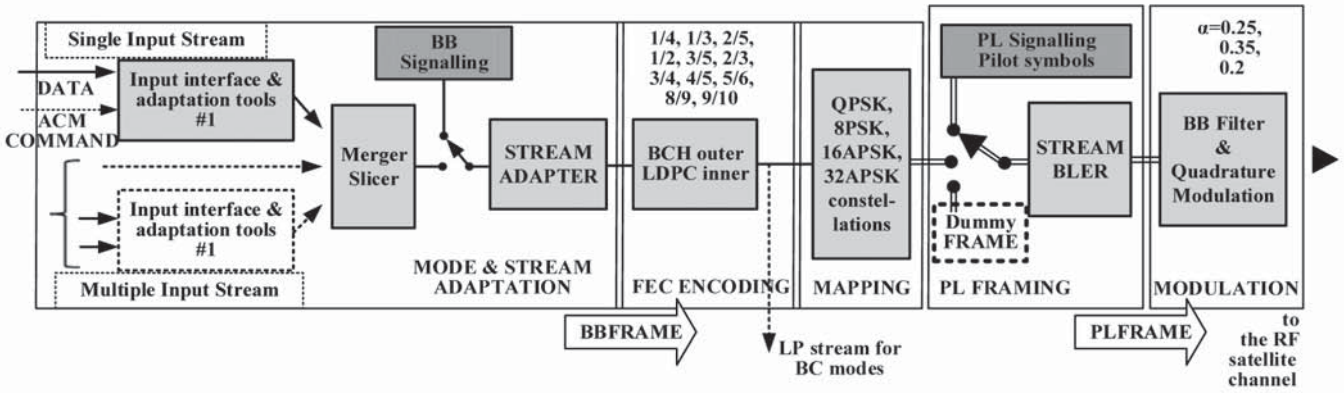


Fig. 3. Functional diagram of the transmitting path of the DVB-S2 system

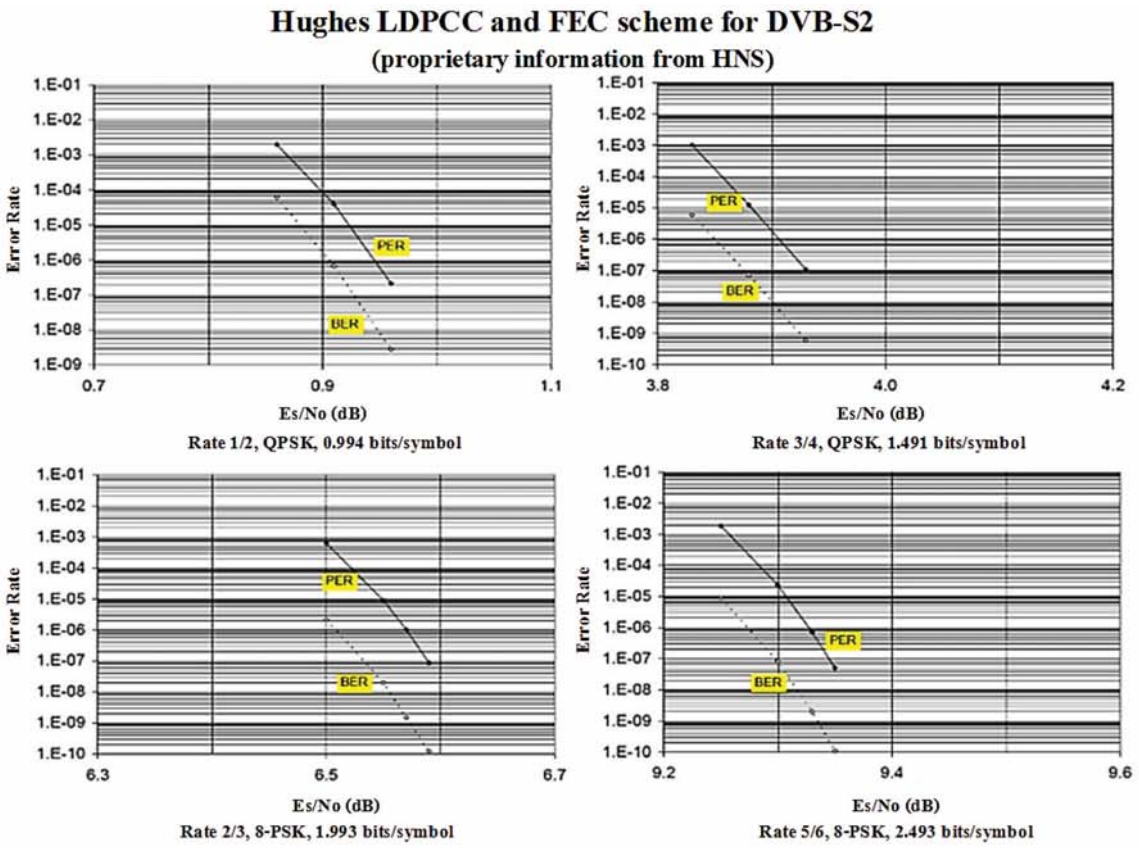


Fig. 4. Graphs of the dependence of the error density on the relationship the energy of symbols to the noise spectral density

Table 2

Modaulatinn	Bit/symbol	Symbol Rate, MBaud	Spectral Efficiency, Bit/Hz	C/N, дБ	Eb/No, дБ	Eb/No, threshold, дБ	Link Margin, дБ	Netto Transport Stream Bitrate, MBit/s
DVB-DSNG								
8PSK 2/3	3	28.8	1.843	20.0	17.34	5.9	11.44	53.08
8PSK 5/6	3		2.30		16.37	8.9	7.47	66.35
8PSK 8/9	3		2.457		16.1	9.4	6.69	70.78
16QAM 3/4	4		2.765		15.58	9.0	6.58	79.62
16QAM 7/8	4		3.225		14.91	10.7	4.21	92.89
DVB-S2								
8PSK 2/3	3	28.8	1.981	20.0	17.03	3.65	13.378	57.04
8PSK 5/6	3		2.478		16.06	5.408	10.65	71.38
8PSK 8/9	3		2.646		15.77	6.464	9.307	76.21
16APSK 3/4	4		2.97		15.275	5.487	9.788	85.44
16APSK 5/6	4		3.30		14.813	6.425	8.387	95.05
16APSK 8/9	4		3.523		14.53	7.421	7.107	101.47

Let's analyze the obtained results of calculations of the main parameters of the TV channel using DVB-DSNG (DVB-S standard) and the DVB-S2 standard.

1. In the 8PSK modulation mode (8-position phase shift keying), at the coding rate change from 2/3 to 8/9, the energy margin at the DVB-S2 satellite link interruption margin is 2-3 dB higher than same parameter of the DVB-DSNG. The transport stream speed of the DVB-S2 exceeds the parameter of the DVB-DSNG format by only 7%.

2. Parameters of TV channels in QAM and APSK modulation modes can only be compared conditionally. In this case, the Link Margin (noise immunity) of a DVB-S2 standard channel will be roughly 3 dB higher, But with an even smaller advantage in the transmission rate.

3. An additional advantage of DVB-S2 is the optimized in the form of built-in options for high-definition television (HD-HDTV) transmission with the latest generation H.264 codec [1, 8] and the possibility of using additional applications.

The analysis of the effect of coding parameters on the noise immunity and the capacity of the satellite TV radio link shows how it is necessary to select the optimal coding parameters for performing the tasks for the TV radio link. As a rule, the initial choice of parameters is made based on the planned budget of such a line [4].

Conclusions

The format of the DVB-DSNG TV channel is an advanced format of the first DVB-S standard, but nevertheless remains a competitive format widely used in satellite TV because of the exceptional feature – the mandatory use of a large diameter antenna on the receive. Therefore, at present, apart from the discus-

sion of modernization, there is no reason to raise the issue of preparing a replacement format.

At the same time, the higher technical parameters of the DVB-S2 standard in comparison with DVB-DSNG (up to 3 dB for noise immunity and up to 7-10% for bandwidth), initiate studies of the use (integration) of DVB-S2 in the existing format of DVB-DSNG.

However, a simple replacement of DVB-DSNG equipped with some service and commentary channels and other reportage applications to standard DVB-S2 equipment will not ensure the preservation of the regular capabilities of a reportage link. The main reason is that you need to retrofit devices necessary to perform the existing and added functions of DVB-DSN.

In the technical plan, it is advisable to include the integration of selected key positions from the DVB-S2 standard into the list of upgrades of the DVB-DSNG: LDPC, BCH encoders and built-in options for high-definition television (HD-HDTV) transmission However, such issues require separate discussions and approvals between the equipment manufacturers.

The calculation part of the article, intended for specialists of satellite television systems, may well interest manufacturers of DVB-DSNG equipment.

References

1. Fedorov V.K. (2015). *Standarty tsifrovogo televideniya pervogo pokoleniya*. Moscow: DMK-Press, 312 p. (*In Russian*)

2. Karyakin V.L. (2013). *Tsifrovoe televidenie: uchebnoe posobie dlya vuzov*, 2nd ed. Moscow: *SOLON-PRYeSS*, 451 p. (*In Russian*)

3. Morello A. and Mignone V. (1998). New DVB standard for DSNG – and contribution satellite links. *EBU Technical Review*, vol. 277, Autumn, pp. 1-23.

4. Jense, N. Saetre (1999-2011). Online Satellite Calculations [Electronic resource]. URL: http://www.satellite-calculations.com (reference date: 12/03/2017).

5. Eroz M., Sun F.-W. and Lee L.-N. (2004). DVB-S2 Low Density Parity Check Codes with near Shannon Limit Performance. *International Journal on Satellite Communication Networks*. vol. 22, pp. 269-279.

6. Moury, G. and Lesthievent G. (2003). DVB-S2 channel coding standardization process. Report to P1B Hughes. CCSDS P1B Meeting - ESTEC – 1st April 2003. [Electronic resource]. URL: https://cwe.ccsds.org/sls/docs/SLS-CandS /Meeting%20Materials/2003/200304%20ESTEC_Spring_Meeting/DVB -S2%20status% 20report%20to%20P1B.pdf. (reference date: 15/04/2017). 12 p.

7. Yoshida, J. (2003) Hughes goes retro in digital satellite TV coding. *Electronic Engineering Times (EE Times), News & Analysis*. [Electronic resource]. URL: http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id =1147621 (reference date: 10/03/2017).

8. Morello, A. and Mignone, V. (2006)/ DVB-S2: The Second Generation Standard for Satellite Broad-band Services. *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, pp. 210-227.

9. Bloh V.I. (2011). Pomekhoustojchivoe kodirovanie dlya peredachi cifrovogo televideniya po kanalam svyazi. *Prilozhenie k Broadcasting*, no. 6, pp. 12-16. (*In Russian*)

10. Bloh V.I. (2012). Peredacha cifrovogo televideniya po radiokanalam. Kody VSN i LDPC v standartah DVB-T i DVB-T2. *Prilozhenie k Broadcasting*, pp.18-21. (*In Russian*)

АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ КОДИРОВАНИЯ СПУТНИКОВЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ КАНАЛОВ

Барамыков Анвар Ибрагимович, *Центр ТВ систем ОАО "Газпром космические системы", Москва, Россия, abaramykov@gmail.com*

Зайцева Ирина Николаевна, *ФГБОУ ВО "Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина", Липецкая область, Елец, Россия, irina-zai73@mail.ru*

Аннотация

Рассматриваются и анализируются принятые в России стандарты и форматы цифрового спутникового телевизионного (ТВ) вещания для индивидуального и коллективного приема ТВ на спутниковые антенны, и спутникового сбора новостей через репортажные станции. В настоящее время действуют такие ТВ каналы: стандарта DVB-S, формата DVB-DSNG (Digital Satellite News Gathering), стандарта DVB-S2, и начинается внедрение его расширенной спецификации (формата) DVB-S2X.

Из всей линейки ТВ каналов рассмотрены стандарты и форматы не выше DVB-S2, которые на настоящее время имеют наибольшее эксплуатационное применение с технической поддержкой производителей такого оборудования.

Проанализировано влияние параметров кодирования на основные характеристики ТВ канала, пропускную способность, в части более эффективного использования выделяемой полосы частот транспондера (спутникового ретранслятора), и помехозащищенность.

На основании выполненных расчетов проведен поэтапный анализ влияния основных параметров кодирования на реализацию преимуществ появившегося формата DVB-DSNG по отношению к действующему в то время стандарту DVB-S, и на реализацию преимуществ нового стандарта DVB-S2 по сравнению с уже действующим DVB-DSNG. Вместе с тем показаны очевидные достоинства и перспективность ТВ канала формата DVB-DSNG в гибком варьировании своими параметрами.

Полученные результаты вычислений основных параметров ТВ каналов и выводы могут быть рекомендованы специалистам спутникового ТВ для оптимального выбора скорости кодирования в зависимости от типов и параметров оборудования используемых станций и зоны спутникового покрытия.

Ключевые слова: *спутниковые ТВ каналы формата DVB-DSNG, помехозащищенность, пропускная способность, LDPC-коды, стандарт DVB-S2.*

Литература

1. *Федоров В.К.* Стандарты цифрового телевидения первого поколения. М.: ДМК-Пресс, 2015. 312 с.
2. *Карякин В.Л.* Цифровое телевидение: учебное пособие для вузов, 2-е изд., переработанное и дополненное. М: СОЛОН-ПРЕСС, 2013. 451 с.
3. *A. Morello and V. Mignone.* New DVB standard for DSNG – and contribution satellite links // EBU Technical Review vol. 277, Autumn. 1998. Pp. 1-23.
4. *Jense T. Saetre.* Online Satellite Calculations 1999-2011 Электронный ресурс. URL: http://www.satellite-calculations.com/ (дата обращения - 12.03.2017).
5. *Eroz M., Sun F.-W., Lee L.-N.* DVB-S2 Low Density Parity Check Codes with near Shannon Limit Performance // International Journal on Satellite Communication Networks. 2004. Vol. 22. Pp. 269-279.
6. *Gilles Moury, Guy Lesthievent.* DVB-S2 channel coding standardization process. Report to P1B Hughes. CCSDS P1B Meeting - ESTEC - 1st April 2003. Электронный ресурс. URL: https://cwe.ccsds.org/sls/docs/SLS-CandS /Meeting %20Materials/2003/200304 %20ESTEC_Spring_Meeting/DVB-S2%20status%20report %20to%20P1B.pdf. (дата обращения - 15.04.2017). 12 p.
7. *J. Yoshida.* Hughes goes retro in digital satellite TV coding. Electronic Engineering Times (EE Times), News & Analysis. 2003 Электронный ресурс . URL: http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1147621. (дата обращения - 10.03.2017).
8. *A. Morello and V. Mignone.* DVB-S2: The Second Generation Standard for Satellite Broad-band Services // Proceedings of the IEEE, vol. 94, Issue 1, Jan. 2006. Pp. 210-227.
9. *Блох В.И.* Помехоустойчивое кодирование для передачи цифрового телевидения по каналам связи // Приложение к Broadcasting. 2011. № 6. С. 12-16.
10. *Блох В.И.* Передача цифрового телевидения по радиоканалам. Коды BCH и LDPC в стандартах DVB-T и DVB-T2 // Приложение к Broadcasting. 2012. С. 18-21.

Информация об авторах:

Барамыков Анвар Ибрагимович, *Центр ТВ систем ОАО "Газпром космические системы", ведущий специалист, к.т.н., Москва, Россия*

Зайцева Ирина Николаевна, *ФГБОУ ВО "Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина", доцент кафедры радиоэлектроники и компьютерной техники, к.п.н., Липецкая область, Елец, Россия*

RESEARCH AND MODELING OF KU-BAND PARABOLIC ANTENNA

The article was prepared within the framework of the Aca-demic Fund Program at the National Research University Higher School of Economics (HSE) in 2017-2018 (grant №17-05-0009) and by the Russian Academic Excellence Project "5-100".

Andrey V. Ivanov,
Research Institute of Higher School of Economics, Moscow, Russia, ***andrey_ivanov90@mail.ru***

Keywords: *electronics, HFSS, antenna, gain factor, angular pattern, electrodynamic analysis, modeling.*

In this study, we have performed 3D modeling of a parabolic double-reflector antenna in the frequency range (11 ... 12.7) GHz using the HFSS Ansoft software. Analisys of the key electrodynamic parameters, in particular, the angular pattern (AP), has been performed. It has been revealed that theoretical and practical analises are highly consistent (within the measurement accuracy).

A characteristic feature of antennas in modern radio electronics is a variety of classes, types, and kinds applied. In accordance with the radio engineering tasks to be solved, these antennas operate in various wave bands, have fundamentally different characteristics, and differ in design and technology, economic and general technical parameters [1].

Reflector antennas are the most common beam antennas. They are widely used in a large variety of radio systems due to simple design, possibility of obtaining a variety of types of AP, high efficiency, low noise temperature, good range properties, etc. [2]. Reflector antennas are the most common type of antennas in space communications and radio astronomy, and particularly reflector antennas enable creation of giant antenna structures with an effective aperture with an area of thousands of square meters.

Classical antennas are parabolic, which can be designed as paraboloid of revolution, parabolic cylinder, or closed structure bounded by parallel conducting planes. The rotation paraboloid is driven by a near-omnidirectional feeder (for example, a horn) placed at the focus of the reflector, and converts the spherical wave front into a plane front.

To calculate the radiation of parabolic antennas, the method of equivalent surface electric and magnetic currents is traditionally used [3].

Recently, the High Frequency System Simulator (HFSS) program of AnSoft has widely spread. It is also intended for the analysis of three-dimensional microwave structures. Among the new features of this program are the following:

- **macros system that greatly extends the program functionality;**
- **possibility to analyze multiterminal circuits in multimode mode;**
- **possibility to optimize parameters of structures and their parametric analysis;**
- **periodic boundary conditions (for antenna arrays);**
- **new possibilities for visualizing the analysis results;**
- **program for the analysis of natural waves and oscillations;**
- **adaptive algorithm for solving electrodynamic tasks;**
- **new extended databases of microwave materials and components [4].**

Information about authors:
Andrey V. Ivanov, *Post-Graduate Student of 3d year, Research Institute of Higher School of Economics, Moscow, Russia*

Для цитирования:
Иванов А.В. Исследование и моделирование параболической антенны ku-диапазона // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 80-83.

For citation:
Ivanov A.V. (2017). Research and modeling of ku-band parabolic antenna. *T-Comm*, vol. 11, no.10, pp. 80-83.

Main part of the research

The studied antenna system consists of a double-reflector antenna, made according to the Cassegrain scheme. This scheme includes two reflecting surfaces – a confocal paraboloid and a hyperboloid, and a feeder (horn) installed in the second focus of the hyperboloid (Fig. 1). The field equiphase condition in the aperture is ensured by the equality of all distances along the polyline from the focus to the aperture [5].

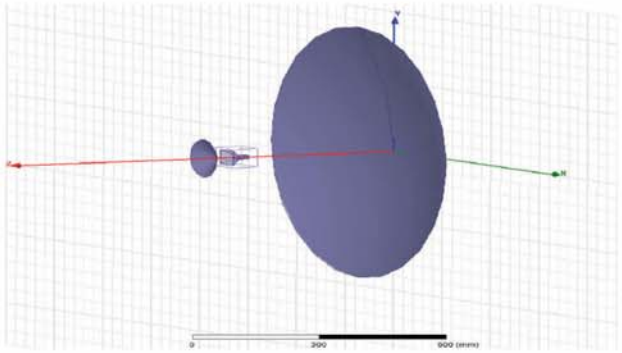


Fig. 1. General model of the system

Figure 2 shows a summary chart of angular patterns in the E (red) and H (dark) planes. The chart is made according to the formulas:

$$f_e = F\frac{e+1}{e-1} = 5074,46mm \quad (1)$$

$$P_\psi = \frac{d}{4}\frac{\cos\frac{\psi_0+\varphi_0}{2}}{\sin\frac{\psi_0+\varphi_0}{2}\cdot\cos\frac{\psi_0+\varphi_0}{2}} = 150,93mm \quad (2)$$

where f_e is the focal length of an equivalent paraboloid; F is the focal length of a large reflector (or paraboloid); e is the eccentricity; p_ψ is the distance to the second focus of the hyperboloid; d is the diameter of the aperture of the small reflector (hyperboloid); φ_0 is the angular aperture of the large reflector; φ_0 is the angular aperture of the small reflector.

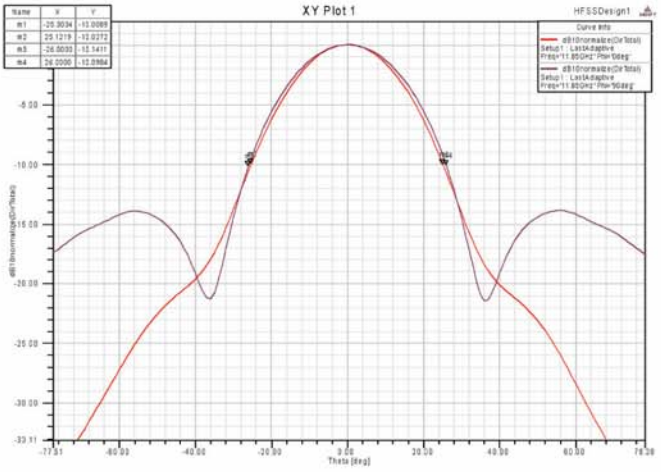


Fig. 2. AP of a feed horn for E (red) and H (dark) planes

The chart is in good consistency with theoretical calculations.

The beamwidth at -10 dB is 50°. This meets technical requirements for the antenna system [6, 7].

Distribution of electrical component in the horn is shown in Fig. 3. As it can be seen in the figure, the currents are highest at the rear wall of the horn, where energy source is located, and become lower close to the horn exit, to its aperture.

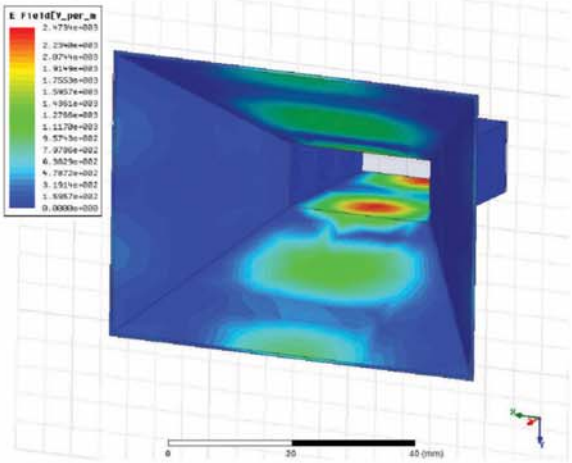


Fig. 3. Distribution of electrical component in the horn

Distribution of the magnetic component of the horn is shown in Fig. 4, where it is seen that the magnetic lines are also the strongest at the energy source and become weaker near the aperture.

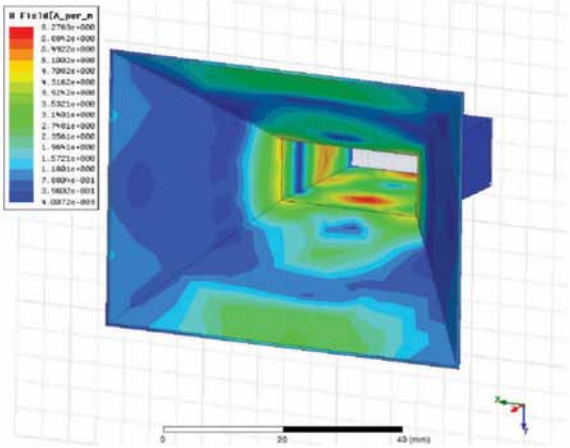


Fig. 4. Distribution of magnetic component in the horn

The overall angular pattern of the entire antenna system, constructed on Cartesian coordinates 2D (Figure 5) and 3D space (Figure 6) is in high consistency with the theoretically constructed pattern. It can be seen from AP that the side lobe level δ does not exceed -15 dB. At -3 dB level, the AP is 0.37 wide, which is also in a high consistency with the values specified in technical specs. Also, the angular pattern is presented in polar coordinates (Figure 7), where it can be seen that the gain factor of the system is G~52.56 dB. This value differs by 0.54 dB from the calculated theoretically, which is acceptable for this type of antenna.

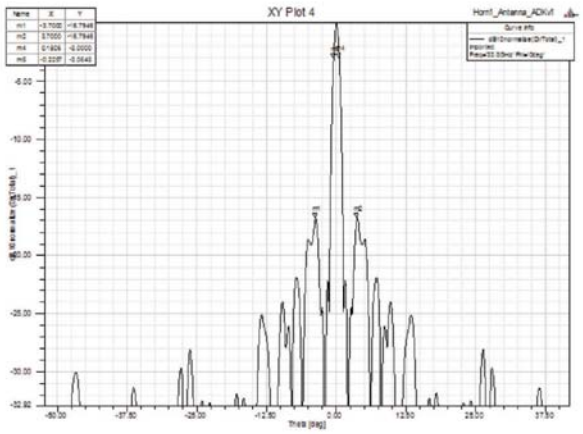


Fig. 5. Angular pattern of a system in Cartesian coordinate system

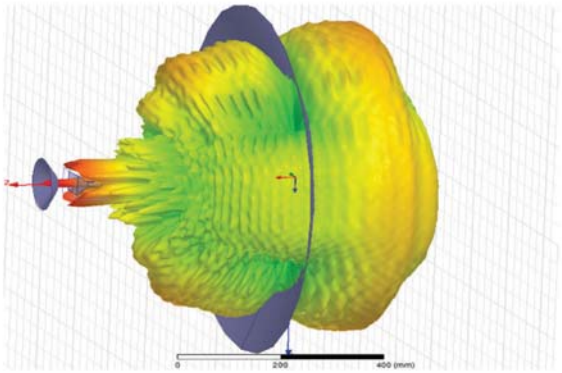


Fig. 6. 3D angular pattern

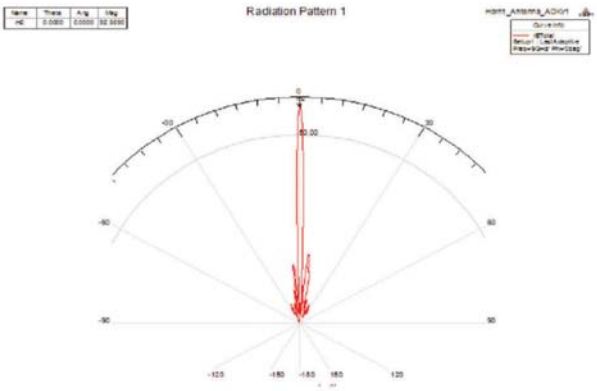


Fig. 7. Angular pattern in polar coordinates

As it can be seen in Fig. 8, the standing wave ratio does not exceed 2, which is good for the antenna system, at a mean operating frequency of 11.85 GHz the SWR is 1.2, i.e. losses in the system are minimal.

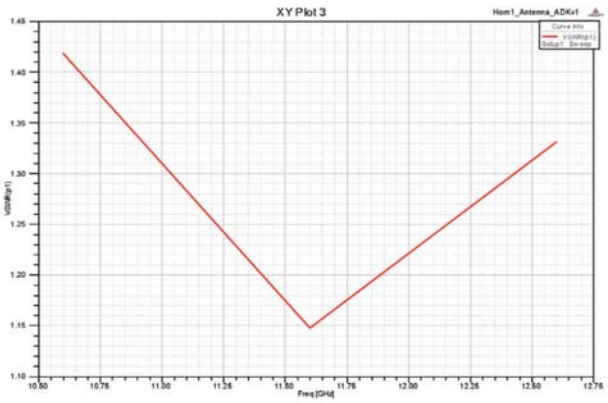


Fig. 8. SWR of antenna system

Conclusion

Thus, in the study:

– electrical and electrodynamic analyses of the paraboloid and a feeder of an reflector antenna have been performed;

– based on the HFSS Ansoft program, the modelling of the antenna system has been done, during which the main characteristics were obtained, in particular, Gain Factor, AP, SLL, SWR, etc.

The article was prepared within the framework of the Academic Fund Program at the National Research University Higher School of Economics (HSE) in 2017-2018 (grant №17-05-0009) and by the Russian Academic Excellence Project «5-100».

References

1. Voskresensky D.I., Granovskaya R.A., Davydova N.S. and others; Ed. D.I. (1981). Voskresensky *Antennas and microwave devices* (designing phased antenna arrays): Study guide for universities. Moscow: Radio and Communication. 432 p.

2. Isenberg G.Z. (1977). *VHF antennas*. Part 2. – Moscow: Higher School. 288 p.

3. Sazonov D.N. (1988). *Antennas and microwave devices*. – Moscow: Higher School of Economics. 432p.

4. Bankov S.E., Kurushin A.A. (2009). *Designing microwave devices and antennas with Ansoft HFSS*. Moscow. 736 p.

5. Feld Ya.N., Benenson L.S. (2007). *Fundamentals of the theory of antennas: textbook for universities* . 2nd ed., revised. Moscow: Drofa. 491 p.

6. Ivanov A.V. (2013). Electrodynamic analysis of the Ku-band antenna. *Scientific and technical conference of students, graduate students, and young specialists of MIEM NRU HSE*. Theses of reports. Moscow: MIEM NRU HSE. 316 p.

7. Ivanov A.V. (2013). The research of the electrodynamic parameters and characteristics of a parabolic antenna Ku-band. Innovative Information Technologies. *Materials of the International scientific – practical conference*. Part 2. Ed. Uvaysov S.U. , Ivanov I.A. Moscow: MIEM NRU HSE. 596 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ПАРАБОЛИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ KU-ДИАПАЗОНА

Иванов Андрей Викторович, *НИУ ВШЭ, Москва, Россия, andrey_ivanov90@mail.ru*

Аннотация

Проведено 3D-моделирование параболической двухзеркальной антенны в диапазоне частот (11…12,7) ГГц при помощи программы HFSS Ansoft. Был выполнен расчет основных электродинамических параметров, в частности диаграммы направленности (ДН). Характерной особенностью антенн в современной радиоэлектронике является многообразие применяемых классов, типов, видов. В соответствии с решаемыми радиотехническими задачами эти антенны работают в различных диапазонах волн, имеют принципиально различные характеристики, отличаются конструктивно-технологическими, экономическими и общетехническими параметрами [1]. Зеркальные антенны являются наиболее распространенными остронаправленными антеннами. Их широкое применение в самых разнообразных радиосистемах объясняется простотой конструкции, возможностью получения разнообразных видов ДН, высоким КПД, малой шумовой температурой, хорошими диапазонными свойствами и т.д. [2]. Зеркальные антенны являются наиболее распространенным типом антенн в космической связи и радиоастрономии, и именно с помощью зеркальных антенн удается создавать гигантские антенные сооружения с эффективной поверхностью раскрыва, измеряемой тысячами квадратных метров.

Классическими являются параболические антенны, которые могут выполняться в виде параболоида вращения, параболического цилиндра или закрытой конструкции, ограниченной параллельными проводящими плоскостями (рис. 2.1). Параболоид вращения возбуждается слабонаправленным облучателем (например, рупором), помещенным в фокусе зеркала, и преобразует сферический фронт волны в плоский. Для расчета излучения параболических антенн традиционно используется метод эквивалентных поверхностных электрических и магнитных токов [3].

В последнее время большое развитие получила программа High Frequency System Simulator (HFSS) компании AnSoft. Она предназначена также для анализа трехмерных СВЧ структур. Среди новых возможностей этой программы можно отметить:

– систему макросов, которая во много раз расширяет возможности программы;
– возможность анализа многополюсников в многомодовом режиме;
– возможность оптимизации параметров структур и их параметрического анализа;
– периодические граничные условия (для антенных решеток);
– новые возможности визуализации результатов анализа;
– программу анализа собственных волн и колебаний;
– адаптивный алгоритм решения задач электродинамики;
– новые расширенные базы данных по СВЧ материалам и компонентам [4].

Ключевые слова: *электроника, HFSS, антенна, коэффициент усиления, диаграмма направленности, электродинамический анализ, моделирование.*

Литература

1. *Воскресенский Д.И., Грановская Р.А., Давыдова Н.С.* и др.Антенны и устройства СВЧ (проектирование фазированных антенных решеток): Учебн. пос. для вузов/; Под ред. Д. И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1981. 432 с.
2. *Айзенберг Г.*З. Антенны УКВ. Часть 2. М.: Высш.шк., 1977. 288 с.
3. *Сазонов Д.Н.* Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш.шк.,1988. 432 с.
4. *Банков С.Е., Курушин А.А.* Проектирование СВЧ-устройств и антенн с Ansoft HFSS. М., 2009 736 с.
5. *Фельд Я.Н., Бененсон Л.С.* Основы теории антенн: учебное пособие для вузов. 2-е изд., перераб. М.: Дрофа, 2007. 491с.
6. *Иванов А.В.* Электродинамический анализ антенны Ku-диапазона/ Научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых специалистов МИЭМ НИУ ВШЭ. Тезисы докладов. М.: МИЭМ НИУ ВШЭ 2013/ 316 с.
7. *Ivanov A.V.* The research of the electrodynamic parameters and characteristics of a parabolic antenna Ku-band / Innovative Information Technologies: Materials of the International scientific-practical conference. Part 2. / Ed. Uvaysov S.U. , Ivanov I.A. M.: MIEM NRU HSE, 2013, 596 p.

Информация об авторе:

Иванов Андрей Викторович, *аспирант 3 г.о., НИУ ВШЭ, Москва, Россия*

Главное событие
отрасли
информационной безопасности

1-2
февраля
2018

Здание
Правительства
Москвы

БОЛЬШОЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ФОРУМ
ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

ИНФОФОРУМ 2018

infoforum.ru