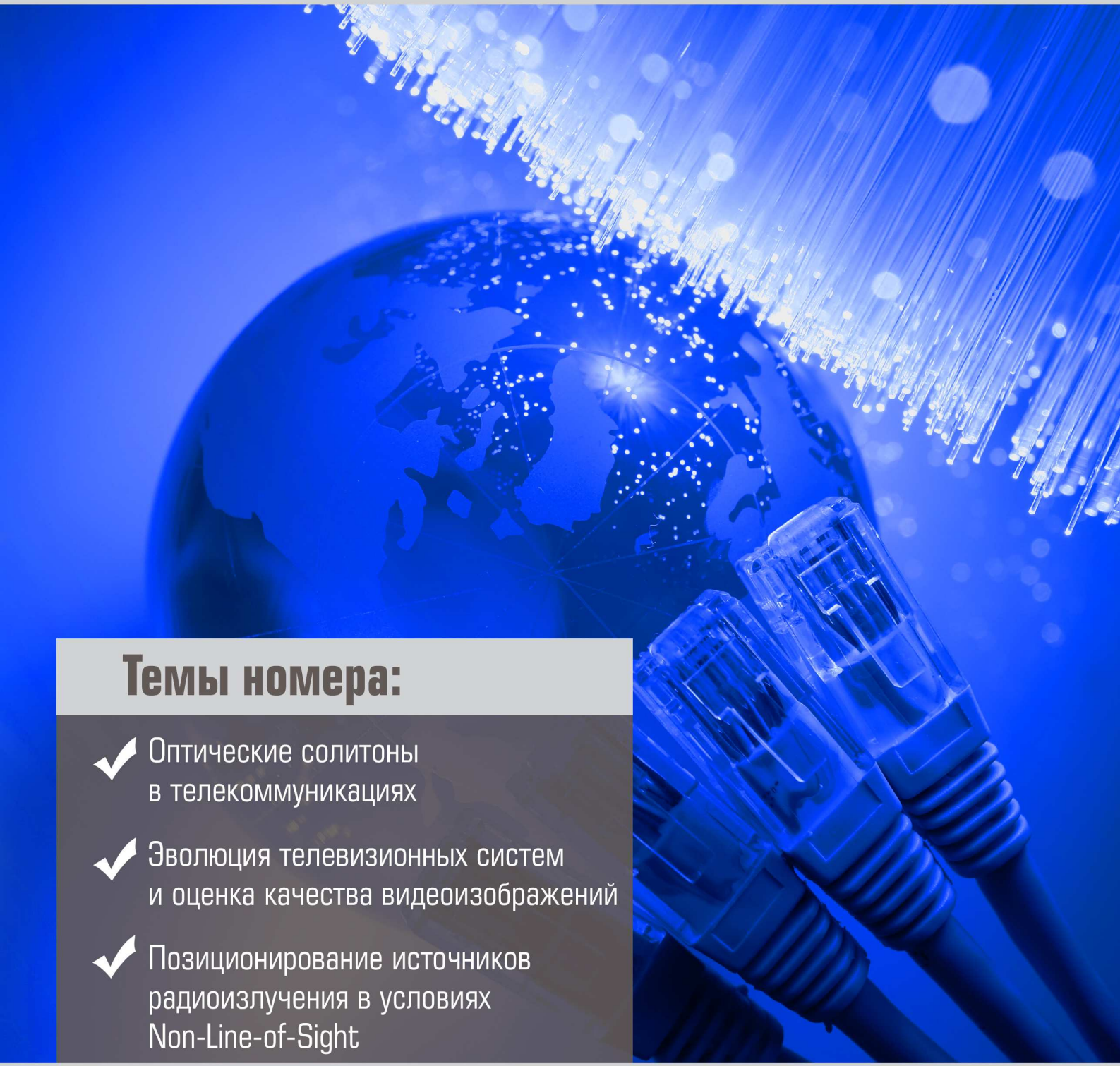
ТУЗС
Том 4. № 1
2018

научный журнал

ТРУДЫ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ



Темы номера:

- Оптические солитоны в телекоммуникациях
- Эволюция телевизионных систем и оценка качества видеоизображений
- Позиционирование источников радиоизлучения в условиях Non-Line-of-Sight

■ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ ■ ТЕЛЕВИДЕНИЕ И РАДИОВЕЩАНИЕ ■ СЕТИ СВЯЗИ И СИСТЕМЫ КОММУТАЦИИ
■ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ ■ АУДИОВИЗУАЛЬНАЯ ТЕХНИКА ■ ПОЧТОВАЯ СВЯЗЬ И ИНФОРМАТИКА

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ)

Научный журнал

ТРУДЫ
УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Том 4

№ 1

Санкт-Петербург

2018

Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. ISSN: 1813-324X

Описание журнала

Научный журнал. Публикуются материалы научных работ, выполненных в области телекоммуникаций, телевидения и радиовещания, сетей связи и систем коммутации, систем связи с подвижными объектами, аудиовизуальной техники, почтовой связи, информатизации отрасли связи.

Выпускается с 1960 года. Выходит 4 раза в год.

Редакционный совет

Розанов Н.Н. д.ф.-м.н., проф., чл.-корр. РАН, начальник отдела теоретических исследований Института лазерной физики «ГОИ им. С.И. Вавилова»
Кучерявый Е. PhD, Технологический университет Тампере, Финляндия
Гошек И. PhD, Технологический университет г. Брно, Чешская республика
Тиамийу О.А. PhD, Университет Илорина, Нигерия
Козин И.Д. д.ф.-м.н., проф., профессор кафедры телекоммуникационных систем Алматинского университета энергетики и связи, Республика Казахстан
Самуйлов К.Е. д.т.н., проф., заведующий кафедрой прикладной информатики и теории вероятностей РУДН
Степанов С.Н. д.т.н., проф., заведующий кафедрой «Сети связи и системы коммутации» МТУСИ
Росляков А.В. д.т.н., проф., заведующий кафедрой автоматической электросвязи ПГУТИ
Кучерявый А.Е. д.т.н., проф., заведующий кафедрой сетей связи и передачи данных СПбГУТ
Канаев А.К. д.т.н., проф., заведующий кафедрой «Электрическая связь» ПГУПС
Новиков С.Н. д.т.н., проф., заведующий кафедрой безопасности и управления в телекоммуникациях СибГУТИ
Дворников С.В. д.т.н., проф., профессор кафедры радиосвязи ВАС
Коржик В.И. д.т.н., проф., профессор кафедры защищенных систем связи СПбГУТ
Ковалгин Ю.А. д.т.н., проф., профессор кафедры радиосвязи и вещания СПбГУТ
Владыко А.Г. к.т.н., директор НИИ «Технологии связи» СПбГУТ

Редакционная коллегия

Главный редактор **Бачевский С.В.**, д.т.н., проф.
Зам. главного редактора **Буйневич М.В.**, д.т.н., проф.
Ответственный редактор **Аникевич Е.А.**, к.т.н.
Выпускающие редакторы **Татарникова И.М., Яшугин Д.Н.**

Регистрационная информация

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций: № 77-17986 от 07.04.2004

Подписной индекс по каталогу МАП: 35664

Размещение в РИНЦ (elibrary.ru) по договору: № 59-02/2013R от 20.02.2013

Контактная информация

Учредитель и издатель: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ)

Адрес редакции: 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22/1, к. 334/2
Тел.: +7 (812) 326-31-63, м. т. 2022, +79643759970
E-mail: tuzs@spbgut.ru
Web: http://tuzs.sut.ru
ВК: http://vk.com/spbtuzs

Выходные данные

Подписано в печать	Усл.-печ. л.	Формат	Тираж	Заказ
28.03.2018	14,13	60×841/8	1000 экз.	№ 2463

Отпечатано 6.04.2018
Санкт-Петербургский университет ГПС МЧС России
196105, Санкт-Петербург, Московский пр., д. 149

© СПбГУТ
Дизайн обложки – ООО «Комильфо»

Proceedings of Telecommunication Universities. 2018. Vol. 4. Iss. 1. ISSN: 1813-324X

Description

Scientific journal. The materials of scientific papers carried out in the field of telecommunications, television and broadcasting, communication networks and switching systems, communication systems with mobile objects, audiovisual equipment, mail services, informatization of communication industry are published.

Since 1960. Published 4 times per year.

Editorial Council

Rozanov N.N. DSc, prof., member-corr. RAS, Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute»
Koucheryavy Y. PhD, Tampere University of Technology, Finland
Hošek I. PhD, Brno University of Technology, Czech Republic
Tiamiyu O.A. PhD, University of Ilorin, Nigeria
Kozin I.D. DSc, prof., Almaty University of Power Engineering and Telecommunications, the Republic of Kazakhstan
Samuilov K.E. DSc, prof., RUDN University
Stepanov S.N. DSc, prof., Moscow Technical University of Communication and Informatics
Roslyakov A.V. DSc, prof., Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics
Koucheryavy A.E. DSc, prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication
Kanaev A.K. DSc, prof., Emperor Alexander I-st Petersburg State Transport University
Novikov S.N. DSc, prof., Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences
Dvornikov S.V. DSc, prof., Telecommunications Military Academy
Korzhik V.I. DSc, prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication
Kovalgin Yu.A. DSc, prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication
Vladyko A.G. PhD, The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication

Editorial Board

Editor-in-chief **Bachevsky S.V.**, DSc, prof.
Deputy editor-in-chief **Buinevich M.V.** , DSc, prof.
Executive editor **Anikevich E.A.**, PhD
Managing editors **Tatarnikova I.M., Yashugin D.N.**

Registration Information

Registered by Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media on 07.04.2004 № 77-17986

Subscription index for MAP catalog: 35664

Accommodation in RINC (elibrary.ru) by agreement: № 59-02/2013R on 20.02.2013

Contact Information

Publisher: Federal State Budget-Financed Educational Institution of Higher Education «The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications» (SPbSUT)

Post address: 193232, Saint-Petersburg, Prospekt Bolshevikov, 22/1
Phone: +7 (812) 326-31-63, local 2022, +79643759970
E-mail: tuzs@spbgut.ru
Web: http://tuzs.sut.ru
VK: http://vk.com/spbtuzs

Publisher's Imprint

Signed for print	Cond. printed sheet	Format	Circulation	Order
28.03.2018	14,13	60×841/8	1000 copies	№ 2463

Printed 6.04.2018

Saint Petersburg University of State Fire Service of Emercom of Russia
196105, Saint-Petersburg, Moskovskiy prospect, 149

© SPbSUT

Design: LLC «Comilfo»

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

Андреева Е.И., Былина М.С., Глаголев С.Ф., Чаймарданов П.А. Свойства временных оптических солитонов в оптических волокнах и возможность их использования в телекоммуникациях. Часть 1	**5**	***Andreeva E., Bylina M., Glagolev S., Chaimardanov P.*** Properties of temporary optical solitons in optical fibers and the possibility of their use in telecommunications. Part 1
Боробов А.А., Карасик Н.Я., Лукъянов Н.О., Сосунов Б.В. Исследование характеристики направленности антенны, установленной на подвижном объекте радиосвязи	**13**	***Borobov A., Karasik N., Lukyanov N., Sosunov B.*** Investigation of the antenna directivity pattern characteristic mounted on mobile radio object
Владимиров С.С., Когновицкий О.С. Малое множество последовательностей Касами и их декодирование на основе двойственного базиса	**22**	***Vladimirov S., Kognovitsky O.*** The small set of Kasami sequences and their decoding based on the dual basis
Гоголь А.А., Туманова Е.И. Эволюция телевизионных систем в констекте оценки качества видеоизображений	**32**	***Gogol A., Tumanova E.*** The evolution of televisions systems in the context of video quality estimation
Горай И.И., Журавлёв Д.А., Прасько Г.А. Технология наращивания структуры полевой транспортной сети методом развертывания дополнительных линий	**40**	***Gorai I., Zhuravlev D., Prasko G.*** Technology of the field transport network building by method of additional lines's deploying
Дворников С.В. Теоретические основы синтеза билинейных распределений энергии нестационарных процессов в частотно-временном пространстве (обзор)	**47**	***Dvornikov S.*** Theoretical foundations of the synthesis of bilinear energy distributions of non-stationary processes in the frequency-temporary space (review)
Демидов В.В., Дукельский К.В., Леонов С.О., Матросова А.С. Нелинейно-оптические преобразования пикосекундных лазерных импульсов в многомодовых микроструктурированных световодах с умеренной нелинейностью	**61**	***Demidov V., Dukelskii K., Leonov S., Matrosova A.*** Nonlinear optical transformation of picosecond laser pulses in multimode microstructured fibers with limited nonlinearity
Зиннуров С.Х., Ковальский А.А., Митряев Г.А. Решение задачи оптимального планирования радиоресурса спутниковой системы связи для сеансов управления орбитальной группировкой космических аппаратов	**67**	***Zinnurov S., Kovalsky A., Mitryaev G.*** Task's solution of satellite communication system's optimal radio resource planning for the sessions of space appliance's orbital group managing
Пахомов М.О., Рожнов В.С. Метод количественной оценки слухового восприятия нелинейных искажений. Часть 1. Испытательные сигналы и меры количественной оценки нелинейных искажений	**75**	***Pakhomov M., Rozhnov V.*** Method for quantitative evaluation of auditory perception of nonlinear distortion. Part 1. Test signals & measure of quantification
Фокин Г.А. Комплексная имитационная модель для позиционирования источников радиоизлучения в условиях отсутствия прямой видимости	**85**	***Fokin G.*** Complex imitation model of radio emission sources's positioning in the Non-Line-of-Sight conditions
МНЕНИЕ ЭКСПЕРТА		**PEER REVIEW**
Коржик В.И. Рецензия на книгу «Стеганография. Алгоритмы и программная реализация» (авторы: О.И. Шелухин, С.Д. Канаев)	**102**	***Korzhik V.*** Book review «Steganography. Algorithms and software implementation (authors: O. Shelukhin, S. Kanayev)»
СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ	**106**	**AUTHORS INDEX**

СВОЙСТВА ВРЕМЕННЫХ ОПТИЧЕСКИХ СОЛИТОНОВ В ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКНАХ И ВОЗМОЖНОСТЬ ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ. ЧАСТЬ 1

Е.И. Андреева [1], **М.С. Былина** [1*], **С.Ф. Глаголев** [1], **П.А. Чаймарданов**[1]

[1]Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
*Адрес для переписки: BylinaMaria@mail.ru

Информация о статье
УДК 621.39, 530.182
Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Андреева Е.И., Былина М.С., Глаголев С.Ф., Чаймарданов П.А. Свойства временных оптических солитонов в оптических волокнах и возможность их использования в телекоммуникациях. Часть 1 // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 5–12.

Аннотация: *В первой части работы приведено теоретическое обоснование существования и устойчивости солитонов в одномодовом оптическом волокне без потерь. Показана возможность применения солитонов в оптических системах связи. Рассмотрены проблемы, связанные с взаимодействием солитонов. Приведены результаты моделирования процессов распространения солитонов по оптическому волокну. Во второй и третьей частях будут рассмотрены вопросы сохранения солитонного режима в одномодовом оптическом волокне с помощью управления потерями и дисперсией в линейном тракте волоконно-оптической системы связи.*

Ключевые слова: *оптические солитоны, временны́е оптические солитоны, одномодовое оптическое волокно, волоконно-оптическая система связи, дисперсия групповых скоростей, фазовая самомодуляция.*

Введение

Условия существования временны́х светлых оптических солитонов в одномодовых оптических волокнах и возможности их использования для телекоммуникаций были высказаны Хасегавой и Таппертом в 1973 году. В 1980 году Молленауэром, Столеном и Гордоном существование светлых солитонов в одномодовых оптических волокнах было экспериментально подтверждено [1, 2]. В работе мы не будем обсуждать пространственные оптические солитоны и временны́е темные солитоны. Все это систематически представлено в [2]. В дальнейшем изложении временны́е светлые оптические солитоны мы будем называть просто солитонами.

Работа включает три части. Первая посвящена вопросам теоретического обоснования существования и устойчивости солитонов в оптических волокнах без потерь. В следующих частях реальные потери в оптических волокнах учитываются: во второй части рассматриваются практические вопросы сохранения солитонного режима в оптических волокнах с использованием техники управления потерями в линейном тракте волоконно-оптической системы связи, а в третьей – вопросы сохранения солитонного режима с помощью управления дисперсией в линейном тракте волоконно-оптических систем связи (ВОСС). В работе для проверки теории и получения наглядных результатов широко используется имитационное моделирование процессов, происходящих в линейном тракте ВОСС.

1. Теоретическое обоснование существования солитонов в оптическом волокне без потерь

Солитоны формируются внутри одномодового оптического волокна вследствие баланса между дисперсией групповых скоростей (ДГС) β_2 и фазовой самомодуляцией (ФСМ).

Теоретически существование солитонов в оптических волокнах может быть обосновано с помощью решения нелинейного уравнения Шредингера (НУШ), которое для оптического волокна без потерь имеет вид [1–4]:

$$i\frac{\partial A}{dZ} = \frac{1}{2}\beta_2\frac{\partial^2 A}{\partial T^2} - \gamma|A|^2A, \qquad (1)$$

где A – нормированная комплексная амплитуда напряженности (огибающая импульса) электрического поля световой волны, распространяющейся в направлении оси z по оптическим волокнам, Вт$^{0.5}$; T – время, отсчитываемое от середины импульса, пс; β_2 – ДГС, пс^2/км; γ – коэффициент нелинейности, (Вт·км)$^{-1}$; Z – расстояние от начала оптического волокна, км.

Введем обозначения:

$$u = N \cdot U,\ z = Z/L_D, \tau = T/T_0, U = A/\sqrt{P_0},\\ N^2 = L_D/L_{NL}, L_D = T_0^2/|\beta_2|, L_{NL} = 1/(\gamma \cdot P_0), \quad (2)$$

где L_D – дисперсионная длина оптического волокна; T_0 – полуширина импульса на входе в оптическое волокно, пс; L_{NL} – нелинейная длина волокна; P_0 – пиковая мощность импульса.

Учитывая, что в области аномальной дисперсии $\beta_2 < 0$, и используя обозначения (2), преобразуем (1) к стандартному виду НУШ, в котором все параметры безразмерные:

$$i\frac{\partial u}{dz} + \frac{1}{2}\cdot\frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} + |u|^2 \cdot u = 0. \quad (3)$$

НУШ позволяет решить прямую задачу об изменении формы и спектра оптического сигнала произвольной формы после прохождения его по оптическому волокну с известными параметрами.

Решением обратной задачи рассеяния является определение параметров сигнала на входе в оптическое волокно для достижения определенной цели. Например, одной из целей решения обратной задачи является определение формы и мощности (энергии) оптического импульса на входе оптического волокна, который сохраняет свою форму (не расширяется) или периодически восстанавливает свою форму при прохождении по оптическому волокну больших расстояний.

Особое значение имеет решение, получившее название фундаментального солитона, который при распространении по оптическому волокну без потерь не меняет свою форму, т.е. не подвержен влиянию хроматической дисперсии (ХД). Фундаментальный солитон имеет огибающую напряженности электрического поля в форме гиперболического секанса, и его распространение по оптическому волокну без потерь описывается функцией [1–4]:

$$u(z, \tau) = \mathrm{sech}(\tau) \cdot \exp(i \cdot z/2). \quad (4)$$

Фундаментальный солитон также называют солитоном 1-го порядка, так как для него $N = 1$. Из (2) можно определить соотношение между пиковой мощностью и длительностью солитона 1-го порядка [1]:

$$P_0 = |\beta_2|/(\gamma \cdot T_0^2) \approx 3.11 \cdot |\beta_2|/(\gamma \cdot T_{FWHM}^2), \quad (5)$$

где T_{FWHM} – длительность импульса, имеющего форму гиперболического секанса, на полувысоте по интенсивности:

$$T_{FWHM} = 2T_0 \cdot \ln\left(1 + \sqrt{2}\right) \approx 1.763 \cdot T_0. \quad (6)$$

На рисунке 1 представлены результаты расчетов по (5). Из графиков видно, что для стандартного одномодового оптического волокна (G.652) на длине волны 1550 нм при $\beta_2 = -20$ пс^2/км пиковая мощность составляет $P_0 = 5$ Вт при $T_0 = 1$ пс и 50 мВт при $T_0 = 10$ пс. Для оптического волокна со смещенной дисперсией (G.653) с $\beta_2 = -2$ пс^2/км при $T_0 = 10$ пс значение P_0 уменьшается до 5 мВт.

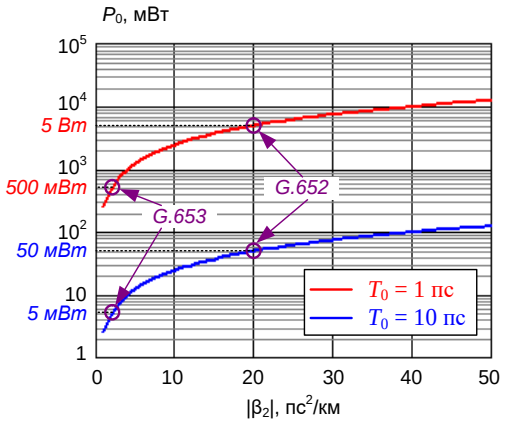


Рис. 1. Зависимости пиковой мощности, необходимой для возбуждения фундаментального солитона, от ДГС

На рисунке 2 показаны результаты расчета огибающей по интенсивности $u^2(0, \tau)$ и по амплитуде напряженности поля $u(0, \tau)$ фундаментального солитона в начале оптического волокна. Для сравнения на рисунке представлены результаты аналогичных расчетов для гауссовского импульса, огибающая которого в начале оптического волокна имеет вид:

$$u_g(0, \tau) = \exp(-\tau^2/2), u_g{}^2(0, \tau) = \exp(-\tau^2). \quad (7)$$

Отметим, что солитонный импульс имеет большую ширину по сравнению с гауссовским. Для гауссовского импульса длительность на полувысоте по интенсивности равна $T_{FWHM} = 1.665T_0$.

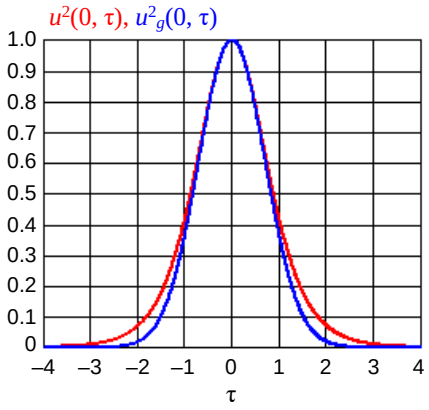
Среди солитонов высших порядков особую роль играют солитоны, имеющие начальную форму (при $z = 0$) в виде гиперболического секанса [1]:

$$u(0, \tau) = N \cdot \mathrm{sech}(\tau), \quad (8)$$

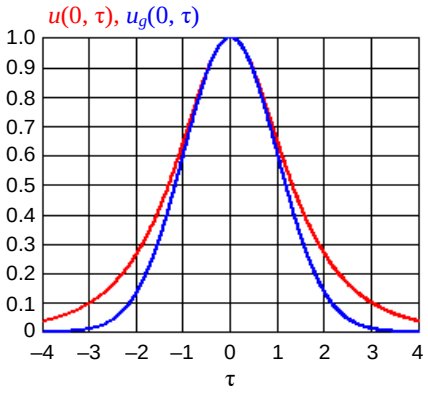
где N – целочисленный порядок солитона. Из (2) следует выражение для мощности, необходимой для формирования солитона N-го порядка:

$$P_{0N} = N^2 \cdot |\beta_2|/(\gamma \cdot T_0^2) \approx N^2 \cdot 3.11 \cdot |\beta_2|/(\gamma \cdot T_{FWHM}^2) \quad (9)$$

Из (5) и (9) следует, что значение пиковой мощности, необходимой для создания солитона N–го порядка, в N^2 раз больше, чем для возбуждения фундаментального солитона.



а)



б)

Рис. 2. Формы огибающих фундаментального солитона и гауссовского импульса по интенсивности (а) и напряженности электрического поля (б)

Форма и спектр солитонов высших порядков периодически изменяется при распространении по оптическому волокну, возвращаясь в конце периода к исходной форме. Период изменения составляет $z = z_0 = \pi/2$ или:

$$Z_0 = \frac{\pi}{2} L_D = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{T_0^2}{|\beta_2|} = 0.322 \frac{\pi \cdot T_{FWHM}^2}{2 \cdot |\beta_2|} \qquad (10)$$

На рисунке 3 представлены результаты расчетов по (10). Из рисунка 3 видно, что для стандартного оптического волокна (G.652) с $\beta_2 = -20$ пс^2/км на длине волны $\lambda = 1550$ нм при $T_0 = 10$ пс период солитона составляет $Z_0 = 8$ км. Для оптического волокна со смещенной дисперсией (G.653) и $\beta_2 = -2$ пс^2/км на длине волны $\lambda = 1550$ нм при $T_0 = 10$ пс период солитона составляет $Z_0 = 80$ км.

На рисунке 4 показаны изменения формы и спектра солитонов 2-го и 3-го порядков по интенсивности на расстоянии, равном одному периоду.

Для понимания физического смысла распространения солитонов высших порядков рассмотрим изменения формы и спектра солитона третьего порядка (см. рисунок 4), которые обусловлены совместным действием ФСМ и ДГС.

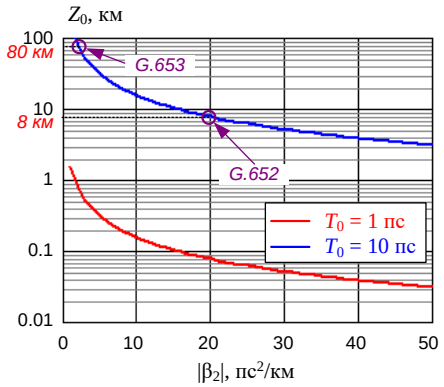
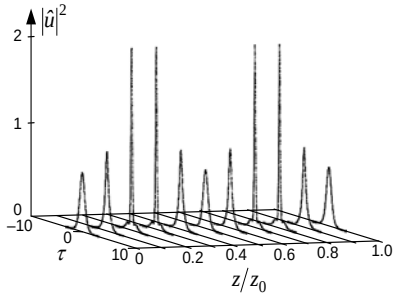
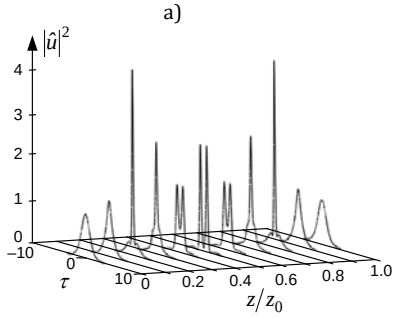


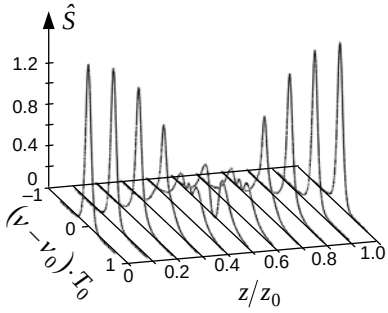
Рис. 3. Зависимости периода изменения формы солитонов высших порядков от ДГС



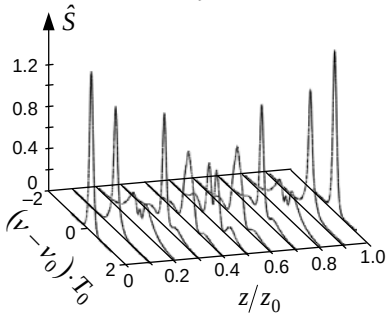
а)



б)



в)



г)

Рис. 4. Изменение формы (а, б) и спектра (в, г) солитона второго (а, в) и третьего (б, г) порядков на одном периоде

Известно, что ФСМ и ДГС приводят к возникновению частотной модуляции или чирпинга внутри оптического импульса. Чирпинг, вызванный ФСМ, всегда положителен, то есть частота внутри импульса нарастает. При этом частота на переднем фронте импульса смещается в стоксову область (более низкие частоты), а на заднем фронте в антистоксову (более высокие частоты). На рисунке 4г при $z / z_0 = 0.2$ хорошо видны типичные для ФСМ расширение спектра и появление модуляции (два пика).

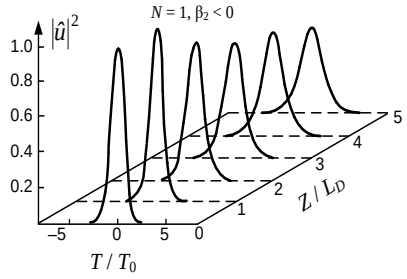
Чирпинг, вызванный ДГС, зависит от ее знака. Он положителен при нормальной дисперсии ($\beta_2 > 0$) и отрицателен при аномальной ($\beta_2 < 0$). Поэтому при $\beta_2 < 0$ ДГС может сжимать импульс, имеющий положительный чирпинг. Сокращает свою длительность только центральная часть импульса (хорошо видно на рисунке 4б при $z / z_0 = 0.2$), т.к. только там частотная модуляция является линейной. Из-за существенного увеличения интенсивности в центральной части импульса его спектр также значительно изменяется (см. рисунок 4г для $z / z_0 = 0.3$).

Важное свойство оптических солитонов – это их высокая устойчивость к возмущениям. Поэтому, хотя для формирования солитона и требуется специальная форма импульса и определенная пиковая мощность, он может быть создан, даже если форма импульса и пиковая мощность отклоняются от идеальных условий.

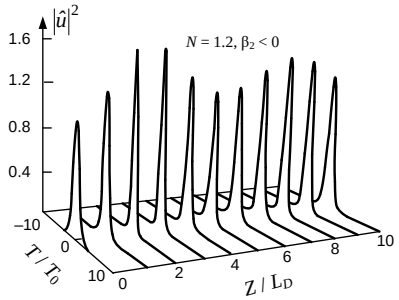
Влияние начальной формы импульса на формирование солитона может быть исследовано путем численного решения уравнения (3).

На рисунке 5а показана динамика импульса с пиковой мощностью, соответствующей мощности фундаментального солитона ($N = 1$), но имеющего гауссово начальное распределение поля (7). Импульс распространяется в среде без потерь с аномальной дисперсией ($\beta_2 < 0$). Из рисунка 5а видно, что форма импульса изменяется при его распространении, поскольку вначале она отличается от гиперболического секанса, характерного для фундаментального солитона. Гауссовский импульс здесь асимптотически стремится к фундаментальному солитону. Эволюция фактически заканчивается при $Z / L_D = 5$, что соответствует примерно трем периодам солитона.

Похожая картина имеет место и для импульсов с другими начальными формами, например, с супергауссовской. Длительность солитона в конечном состоянии и расстояние, необходимое для эволюции импульса в солитон, зависит от начальной формы, но качественно поведение остается одним и тем же. Ясно, что солитон может быть сформирован при пиковой мощности начального импульса, превышающей пороговую величину.



а)



б)

Рис. 5. Изменение формы импульса, распространяющегося в среде с аномальной дисперсией: а) гауссовского при $N = 1$, б) секансного при $N > 1$

Рассмотрим случай, когда значение пиковой мощности не точно соответствует условию (9), полученному для оптического волокна без потерь (величина N, определенная по выражению (2) не является целым числом). Использование теории возмущений для решения НУШ показывает, что такой импульс, распространяясь по оптическому волокну, асимптотически преобразуется в солитон, порядок которого есть целое число $\bar{N}$, ближайшее к начальному значению N. Часть его энергии при этом рассеивается.

Представим изначальное значение N в виде $N = \bar{N} + \varepsilon$, где $|\varepsilon| < 0.5$, тогда (8) примет вид:

$$u(0,\tau) = (\bar{N} + 2\varepsilon) \cdot sech[(1 + 2\varepsilon/\bar{N}) \cdot \tau]. \qquad (11)$$

Длительность импульса в (11) будет равна:

$$T_0' = \frac{\bar{N}}{\bar{N} + 2\varepsilon} \cdot T_0. \qquad (12)$$

Из (10) следует, что для фундаментального солитона ($\bar{N} = 1$) длительность возрастает при $\varepsilon < 0$ (при $N \le 0.5$ солитон не образуется) и уменьшается при $\varepsilon > 0$.

На рис. 5б показана динамика секансного импульса (11) с $N = 1.2$. Длительность импульса и его пиковая мощность сначала осциллируют, но постепенно стабилизируются до того момента, когда наконец параметры импульса будут удовлетворять условию $N = 1$.

2. Общие вопросы использования солитонов в волоконно-оптических системах связи

Работа высокоскоростных ВОСС с бинарной амплитудной модуляцией обычно ограничена ХД, из-

за которой импульс расширяется и возникает межсимвольная интерференция. Поскольку солитоны могут сохранять свою форму благодаря балансу между нелинейными и дисперсионными эффектами, их использование могло бы увеличить расстояние и скорость передачи ВОСС с амплитудной модуляцией. Однако, для практического использования солитонных ВОСС, необходимо рассмотреть эффекты, ограничивающие их возможности. Наиболее важными из них являются: 1) потери в оптическом волокне, 2) наличие частотной модуляции в начальном импульсе, 3) взаимодействие соседних импульсов.

На рисунке 6 изображен солитонный поток двоичных сигналов с *RZ* кодированием. Обычно расстояние между солитонами превышает их полную длительность по уровню 0.5 от максимума (FWHM) в несколько раз. Математически солитон имеет бесконечную длительность. На практике солитонное решение справедливо только при больших скважностях солитонных импульсов. Запишем выражение для скорости передачи [2]:

$$B = \frac{1}{T_B} = \frac{1}{2q_0 T_0} \approx \frac{0.88}{q_0 T_{FWHM}}, \qquad (13)$$

где T_B – длительность битового интервала; $2q_0 = T_B / T_0$ – нормированное расстояние между соседними солитонами.

Из выражений (2) и (8) следует, что мощность фундаментального солитона равна [2]:

$$P(\tau) = P_0 \cdot \mathrm{sech}^2(\tau), \qquad (14)$$

где P_0 определяется выражением (5). Энергия фундаментального солитона получается интегрированием мощности по внутриимпульсному времени $T = \tau \cdot T_0$ [2]:

$$E_s = \int_{-\infty}^{\infty} P(T) \cdot dT = 2P_0 \cdot T_0. \qquad (15)$$

В предположении равной вероятности нулей и единиц в передаваемом сигнале средняя мощность *RZ* сигнала становится равной:

$$P_s = E_s \cdot (B/2) = P_0/2q_0. \qquad (16)$$

Например, для солитонной ВОСС со скоростью передачи 10 Гбит/с получим $T_0 = 10$ пс, если выбрать $q_0 = 5$. Длительность импульса по уровню 0.5 составит 17.6 пс. Пиковая мощность входного импульса составит 5 мВт при значениях $\beta_2 = -1$ пс^2/км и $\gamma = 2$ (Вт·км)$^{-1}$, типичных для оптического волокна со смещенной дисперсией (DSF). Это значение пиковой мощности отвечает энергии импульса 0.1 пДж и уровню средней мощности всего лишь 0.5 мВт.

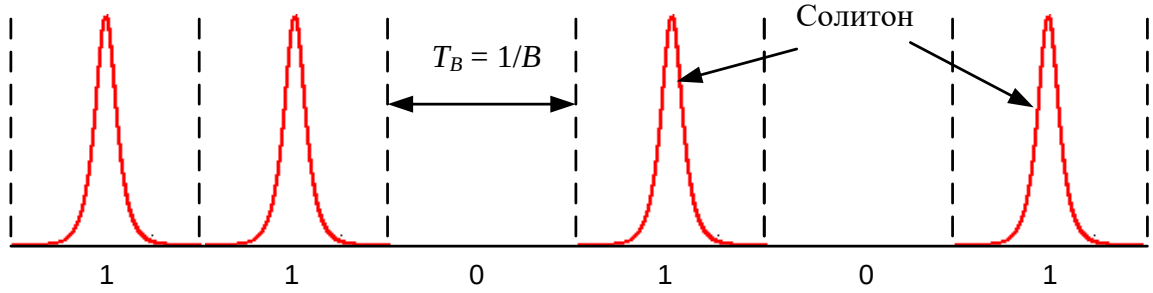


Рис. 6. Последовательность солитонов при двоичном кодировании сигналов в RZ формате

3. Взаимодействие солитонов

Рассмотрим проблемы, возникающие из-за взаимодействия соседних солитонов в ВОСС. Наличие импульсов в соседних битах искажает временно́й солитон уже потому, что суммарное поле не является решением НУШ. Из-за нелинейного взаимодействия соседние солитоны либо сближаются (притягиваются), либо расходятся (отталкиваются). Для понимания процессов взаимодействия солитонов можно численно решить НУШ с начальными условиями в виде пары солитонов [2, 4]:

$$u(0,\tau) = sech(\tau - q_0) + r \cdot sech[r \cdot (\tau + q_0)] \times \times exp(i \cdot \theta), \qquad (17)$$

где r – отношение амплитуд двух солитонов; θ – относительная фаза; $2q_0$ – начальное нормированное расстояние.

С помощью численного решения НУШ можно определить расстояние между солитонами q_s в зависимости от расстояния z вдоль оптического волокна для начального расстояния q_0 между солитонами. При $q_0 >> 1$ можно использовать теорию возмущений. В частном случае при $r = 1$ и $\theta = 0$ текущее расстояние между солитонами q_s можно определить по выражению:

$$2 \cdot \exp[2 \cdot (q_s - q_0)] = \\ = 1 + \cos[4 \cdot z \cdot \exp(-q_0)]. \qquad (18)$$

Это соотношение показывает, что расстояние $q_s(z)$ между соседними солитонами периодически колеблется с периодом:

$$z_p = \frac{\pi}{2}\exp(q_0). \qquad (19)$$

На рисунке 7 приведены результаты расчета зависимости периода взаимодействия двух солитонов z_p от начального расстояния q_0 между ними.

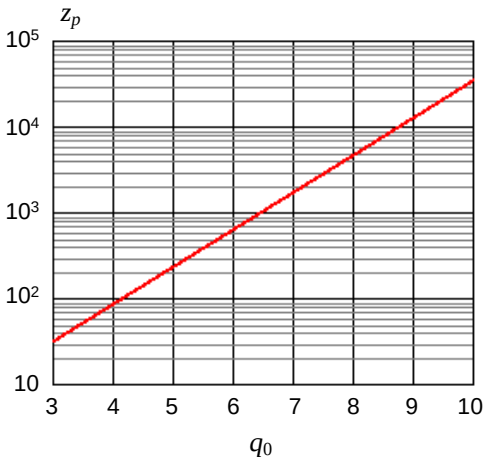


Рис. 7. Зависимость периода изменения взаимодействия двух солитонов от первоначального расстояния между ними

Выражение (19) обеспечивает достаточную точность при $q_0 > 3$ и может использоваться при проектировании солитонных ВОСС. Если величина $z_p \cdot L_D$ много больше длины линии передачи L_T, взаимодействием солитонов можно пренебречь, так как расстояние между солитонами будет лишь незначительно отклоняться от своего первоначального значения. При $q_0 = 6$ получим $z_p = 634$. Положив дисперсионную длину равной $L_D = 100$ км, получим, что $L_T << z_p \cdot L_D$ даже при $L_T = 10000$ км.

С учетом (2), (13) и (19) условие $L_T << z_p \cdot L_D$ можно записать в виде:

$$B^2 L_T << \frac{\pi \cdot \exp(q_0)}{8 \cdot q_0^2 \cdot |\beta_2|}. \qquad (20)$$

На рисунке 8 показаны рассчитанные по (20) зависимости максимальной длины солитонной линии, ограниченной взаимодействием соседних солитонов, от скорости передачи при различных q_0 и ДГС. Видно, что ограничения на длину солитонной линии существенны только при высоких скоростях передачи и малых относительных расстояниях между солитонами.

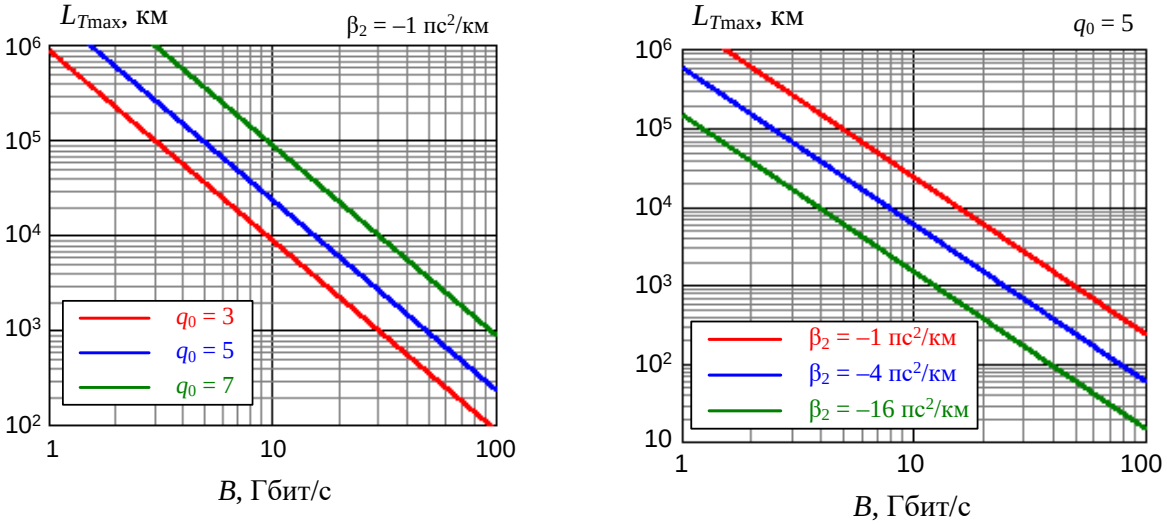


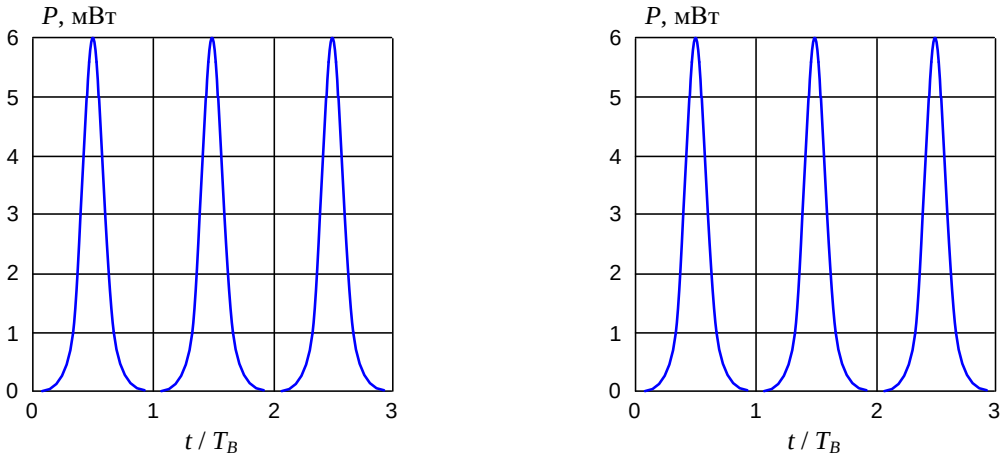
Рис. 8. Зависимости максимальной длины солитонной линии от скорости передачи при различных нормированных начальных расстояниях между солитонами (а) и при различных значениях ДГС (б)

4. Моделирование процессов распространения импульсов секансной формы по оптическому волокну

Для подтверждения изложенной теории было проведено моделирование ВОСС со скоростью передачи $B = 10$ Гбит/с на основе оптического волокна со смещенной дисперсией длиной 200 км со следующими параметрами: $\beta_2 = -1.9$ пс^2/км, $\alpha = 0$, $\gamma = 2.6$ (Вт·км)$^{-1}$.

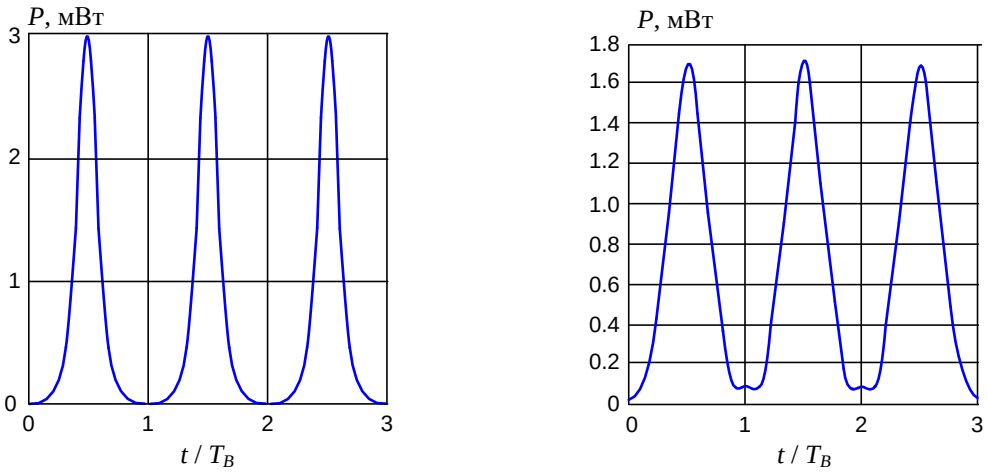
На рисунке 9 представлены последовательности входных и выходных импульсов, имеющих параметры $q_0 = 5$, $T_0 = 11.3$ пс, $P_0 = 6$ мВт. Видно, что реализован режим распространения фундаментальных солитонов, т.к. длительности и амплитуды импульсов одинаковы. ХД полностью компенсируется фазовой самомодуляцией на всем протяжении оптического волокна.

Для полноты картины на рисунке 10 представлены последовательности входных и выходных импульсов при входной мощности $P_0 = 3$ мВт в два раза меньшей той, которая нужна для формирования фундаментального солитона. Видно, что преобладает ХД, выходной импульс расширился, а его амплитуда равная 1.7 мВт значительно меньше амплитуды входного импульса.



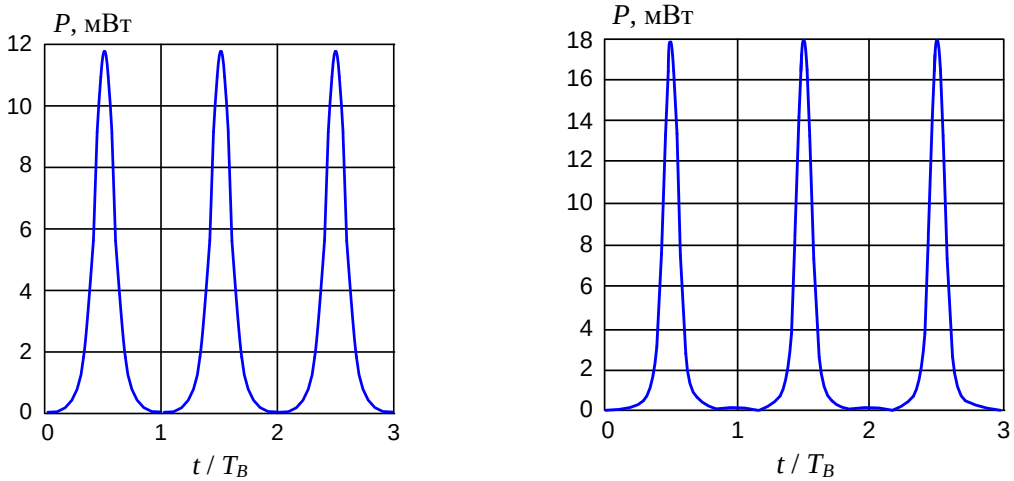
а) б)

Рис. 9. Последовательности импульсов на входе (а) и выходе (б) оптического волокна в режиме распространения фундаментальных солитонов



а) б)

Рис. 10. Последовательности импульсов на входе (а) и выходе (б) оптического волокна, мощность которых в два раза меньше необходимой для формирования фундаментальных солитонов



а) б)

Рис. 11. Последовательности импульсов на входе (а) и выходе (б) оптического волокна, мощность которых в два раза больше необходимой для формирования фундаментальных солитонов.

На рисунке 11 представлены последовательности входных и выходных импульсов при входной мощности P_0 = 12 мВт в два раза большей той, которая нужна для формирования фундаментального солитона. Видно, что преобладает фазовая самомодуляция, выходные импульсы сузились, а их амплитуда стала равной 18 мВт (значительно больше амплитуд входных импульсов, составляющих 12 мВт).

Заключение

Проведенный анализ показал, что:

– во-первых, в оптическом волокне с аномальной дисперсией (отрицательной ДГС) может быть сформирован солитонный импульс, сохраняющий или периодически восстанавливающий свою форму в процессе распространения по волокну; период изменения формы солитона увеличивается при возрастании его длительности и уменьшении ДГС волокна;

– во-вторых, для формирования солитона требуется специальная форма импульса и определенная пиковая мощность, однако высокая устойчивость солитона к возмущениям позволяет создать его, даже если форма импульса и пиковая мощность отклоняются от идеальных условий;

– и в-третьих, дальность связи солитонной линии $L_{T\max}$ теоретически ограничивается фактом взаимодействия соседних солитонов при распространении по волокну, однако эти ограничения существенны только при высоких скоростях передачи и малых относительных расстояниях между солитонами.

Таким образом, можно утверждать, что использование солитонных линий позволяет обеспечить высокое качество связи на большие расстояния при сравнительно небольших мощностях источников излучения. В следующих частях будут рассмотрены проблемы, возникающие при учете потерь в оптических волокнах, и методы их решения. Авторы надеются, что данная публикация будет способствовать возрождению интереса к использованию оптических солитонов в телекоммуникациях.

Список используемых источников

1. Агравал Г. Нелинейная волоконная оптика. М.: Мир, 1996. 323 с.
2. Кившарь Ю.С., Агравал Г.П. Оптические солитоны. От волоконных световодов до фотонных кристаллов: Пер. с англ. под ред. Н.Н. Розанова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. 648 с.
3. Ахмедиев Н.Н., Анкевич А. Солитоны. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 304 с.
4. Linn F. Mollenauer, James P. Gordon. Solitons in Optical Fibers: Fundamentals and Applications. Academic Press, 2006. 278 p.

* * *

PROPERTIES OF TEMPORARY OPTICAL SOLITONS IN OPTICAL FIBERS AND THE POSSIBILITY OF THEIR USE IN TELECOMMUNICATIONS. PART 1

E. Andreeva[1], **M. Bylina**[1], **S. Glagolev**[1], **P. Chaimardanov**[1]

[1]The Bonch-Bruevich State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info
Article in Russian

For citation: Andreeva E., Bylina M., Glagolev S., Chaimardanov P. Properties of Temporary Optical Solitons in Optical Fibers and the Possibility of their Use in Telecommunications. Part 1 // Proceedings of Telecommunication Universities. 2018. Vol. 4. Iss. 1. PP. 5–12.

Abstract: *In the first part of the paper, a theoretical justification is given for the existence and stability of solitons in an optical fiber without losses. The possibility of using solitons in optical communication systems is shown. The problems associated with the interaction of solitons are considered. The results of modeling the processes of soliton propagation along an optical fiber are presented. In the second and third parts, we will consider the conservation of soliton regime in an optical fiber by controlling losses and dispersion in the linear path of a fiber-optic communication system.*

Keywords: *optical soliton, temporary optical soliton, single-mode optical fiber, fiber optic communication system, group velocity dispersion, self-phase modulation.*

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ, УСТАНОВЛЕННОЙ НА ПОДВИЖНОМ ОБЪЕКТЕ РАДИОСВЯЗИ

А.А. Боробов[1], **Н.Я. Карасик**[1], **Н.О. Лукьянов**[1*], **Б.В. Сосунов**[1]

[1]Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация
*Адрес для переписки: lukyanovno@yandex.ru

Информация о статье
УДК 621.396.67
Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Боробов А.А., Карасик Н.Я., Лукьянов Н.О., Сосунов Б.В. Исследование характеристики направленности антенны, установленной на подвижном объекте радиосвязи // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 13–21.

Аннотация: *В статье представлены методика и результаты решения задачи дифракции электромагнитных волн, возбуждаемых размещенным на автомобиле ГАЗ-2330 излучателе. Расчеты характеристик направленности осуществлялись методом конечных разностей во временной области. Проведено исследование зависимости характеристик направленности в дальней зоне излучателя от его положения на автомобиле и частоты излучения. По результатам проведенных расчетов сформулированы рекомендации по размещению антенн с учетом снижения влияния автомобиля на искажение характеристики направленности.*

Ключевые слова: *метод конечных разностей во временной области, дифракция, вертикальный несимметричный вибратор, характеристика направленности, коэффициент неравномерности диаграммы направленности.*

Развитие современного вооружения и военной техники, а также опыт локальных вооруженных конфликтов в различных точках планеты показал необходимость создания эффективной и устойчивой системы связи, не требующей значительных затрат времени на развертывание. При таких условиях развитие и совершенствование средств радиосвязи, размещаемых на подвижных объектах, является актуальной задачей.

Однако при размещении средств радиосвязи и их антенн на подвижных объектах возникают различного рода трудности, связанные с необходимостью обеспечения электромагнитной совместимости технических средств, а также с влиянием металлической конструкции объекта на электрические параметры антенного устройства. Особенно претерпевает изменения характеристика направленности антенн, которая будет существенно меняться в зависимости от положения антенны на объекте и от рабочей частоты [1].

В вооруженных силах различных стран, в том числе и в нашей стране, в настоящее время применяются подвижные средства радиосвязи, расположенные на небольших, быстрых и маневренных автомобилях. Одним из таких подвижных объектов связи является командно-штабная машина (КШМ) Р-145БМА на базе ГАЗ-2330 (далее по тексту – КШМ).

Размещение антенно-фидерных устройств (АФУ) радиосредств на КШМ накладывает определенные трудности, связанные с конструкционными особенностями объекта, металлический корпус которого будет оказывать влияние на характеристику направленности антенн [2]. От выбора места размещения будет зависеть форма диаграммы направленности, а соответственно и качество обеспечения связи для разного направления на корреспондента будет отличаться.

При этом антенны должны обладать малыми размерами и позволять обеспечивать радиосвязь как в движении, так и на стоянках, никак не ограничивать перемещение КШМ по пересеченной местности и в различных сложных условиях обстановки, а также при ведении боевых действий. В основном радиосредства КШМ предназначены для обеспечения взаимодействия и управления подразделениями при работе в радиосети, поэтому необходимо иметь антенны с ненаправленной диаграммой в горизонтальной плоскости.

В настоящее время в известной литературе отсутствуют публикации, в которых были бы представлены результаты исследований влияния металлического корпуса автомобильной базы КШМ Р-145БМА на электрические характеристики антенн, размещаемых на ней.

Известно, что для исследования влияния объекта-носителя на электрические характеристики антенн необходимо знать особенности его эксплуатации и габариты. КШМ предназначена для организации связи руководителя специального мероприятия на стоянке и в движении с руководством федеральных органов исполнительной власти, подчиненными силами и подразделениями, с взаимодействующими органами управления, местными органами исполнительной власти. КШМ со второй половины 2000-х годов эксплуатируется Внутренними Войсками (Росгвардией) МВД РФ и Российской Армией. Рабочие места расчета и целевое оборудование машины размещены внутри закрытого стального цельносварного броневого корпуса с двумя боковыми и одной задней двухстворчатой дверями, установленного на раме шасси за моторным отсеком.

В состав оснащения КШМ входят несколько ультракоротковолновых (УКВ) радиостанций, рабочий диапазон которых занимает полосу частот от 30 до 463 МГц. Внешний вид КШМ с АФУ представлен на рисунке 1.

Рис. 1. Внешний вид КШМ Р-145БМА с АФУ

Для того, чтобы провести расчет влияния автомобиля на характеристику направленности, необходимо знать его габариты, а также электрические параметры материала, из которого изготовлен автомобиль. На рисунке 2 представлена конфигурация и размеры автомобиля ГАЗ-2330.

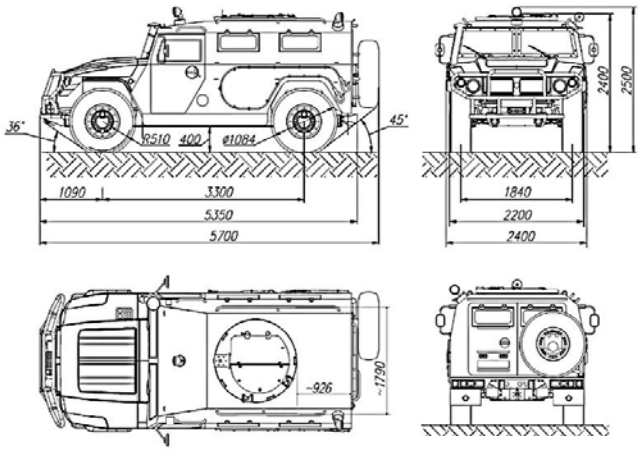


Рис. 2. Габариты автомобиля Газ-2330

Корпус автомобиля состоит из автомобильной бронированной стали с удельной проводимостью $\sigma = 7{,}6 \cdot 10^6$ см/м. Бронированное стекло автомобиля имеет следующие электрические параметры: $\sigma = 10^{-10}$ см/м, относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = 6$, относительная магнитная проницаемость $\mu = 12{,}6$. Для исследования влияния корпуса автомобиля на характеристику направленности расположенных на нем антенн необходимо решить задачу дифракции электромагнитных волн (ЭМВ), возбуждаемых излучателем. Для этого следует применить численный метод решения задач электродинамики: в частности, метод конечных разностей во временной области (КРВО) гипотетически позволяет решить задачу дифракции и производить расчеты характеристики направленности антенн с учетом влияния металлического корпуса объекта, на котором они размещаются [3].

Однако моделирование электродинамических процессов в КРВО имеет особенность, которая заключается в том, что при решении задач этим методом в начальный момент времени $t = 0$ во всей расчетной области электрические и магнитные составляющие электромагнитного поля (ЭМП) равны нулю, а с течением времени происходит плавное увеличение амплитуд компонент ЭМП до наступления установившихся гармонических колебаний. Время от начала процесса расчета методом КРВО до изменения компонент ЭМП по гармоническому закону называется временем длительности переходных процессов $t_{\text{прх}}$. Для различных форм объектов это время различно, но, как правило, среднее его значение составляет четыре периода изменения компонент ЭМП, поэтому возникает необходимость отсрочки начала исследования распределения ЭМП на время протекания переходных процессов. И поскольку расчетная область пространства всегда ограничена, очень важно, чтобы отраженная от ее границ волна не успела достичь точки наблюдения. Пример мгновенного изменения значения тока в точке питания антенны представлен на рисунке 3.

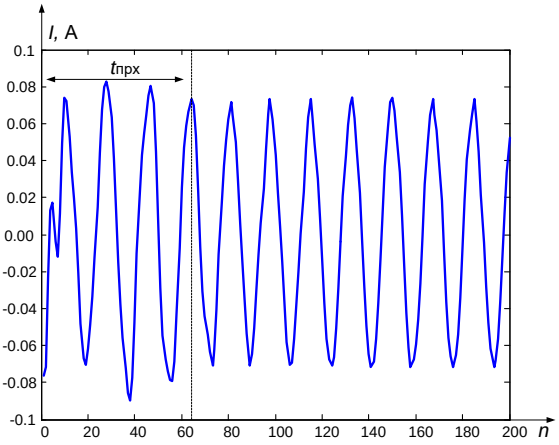


Рис. 3. Переходный процесс при мгновенном распределении тока в точке питания антенны

На первоначальном этапе необходимо создать массивы для хранения составляющих ЭМП; размеры этих массивов равны количеству узлов, получающихся при разбиении расчетной области в соответствии с выбранным шагом дискретизации.

На рисунке 4. представлен шаблон для вычисления методом КРВО H_x-составляющей ЭМП.

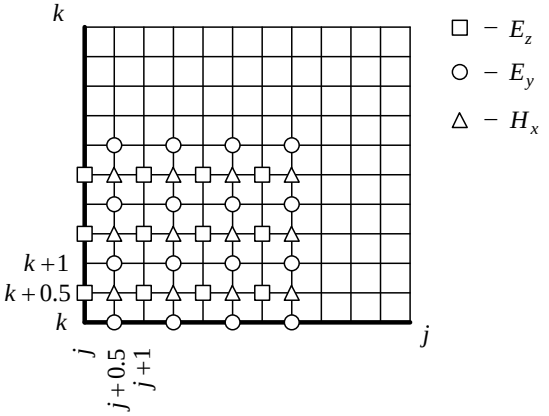


Рис. 4. Вычислительный шаблон

Для расчета методом КРВО составляющих вектора напряженности электрического $\bar{E}$ и магнитного $\bar{H}$ поля известные уравнения Максвелла, записанные в конечно-разностной форме, преобразуются к виду [4]:

$$E_x^n(i,j,k) = E_x^{n-1}(i,j,k)\cdot\frac{1-\frac{\Delta t\sigma(i,j,k)}{2\varepsilon(i,j,k)}}{1+\frac{\Delta t\sigma(i,j,k)}{2\varepsilon(i,j,k)}}+\frac{\Delta t}{\varepsilon(i,j,k)}\cdot\frac{1}{1+\frac{\Delta t\sigma(i,j,k)}{2\varepsilon(i,j,k)}}\times$$
$$\times\left[\frac{H_z^{n+0.5}(i,j,k)-H_z^{n+0.5}(i,j-1,k)}{\Delta y}-\frac{H_y^{n+0.5}(i,j,k)-H_y^{n+0.5}(i,j,k-1)}{\Delta z}\right], \quad (1)$$

$$E_y^n(i,j,k) = E_y^{n-1}(i,j,k)\cdot\frac{1-\frac{\Delta t\sigma(i,j,k)}{2\varepsilon(i,j,k)}}{1+\frac{\Delta t\sigma(i,j,k)}{2\varepsilon(i,j,k)}}+\frac{\Delta t}{\varepsilon(i,j,k)}\cdot\frac{1}{1+\frac{\Delta t\sigma(i,j,k)}{2\varepsilon(i,j,k)}}\times$$
$$\times\left[\frac{H_x^{n+0.5}(i,j,k)-H_x^{n+0.5}(i,j,k-1)}{\Delta z}-\frac{H_z^{n+0.5}(i,j,k)-H_z^{n+0.5}(i-1,j,k)}{\Delta x}\right], \quad (2)$$

$$E_z^n(i,j,k) = E_z^{n-1}(i,j,k)\cdot\frac{1-\frac{\Delta t\sigma(i,j,k)}{2\varepsilon(i,j,k)}}{1+\frac{\Delta t\sigma(i,j,k)}{2\varepsilon(i,j,k)}}+\frac{\Delta t}{\varepsilon(i,j,k)}\cdot\frac{1}{1+\frac{\Delta t\sigma(i,j,k)}{2\varepsilon(i,j,k)}}\times$$
$$\times\left[\frac{H_y^{n+0.5}(i,j,k)-H_y^{n+0.5}(i-1,j,k)}{\Delta x}-\frac{H_x^{n+0.5}(i,j,k)-H_x^{n+0.5}(i,j-1,k)}{\Delta y}\right], \quad (3)$$

$$H_x^{n+0.5}(i,j,k) = H_x^{n-0.5}(i,j,k)+\frac{\Delta t}{\mu(i,j,k)}\times\left[\frac{E_y^n(i,j,k+1)-E_y^n(i,j,k)}{\Delta z}-\frac{E_z^n(i,j+1,k)-E_z^n(i,j,k)}{\Delta y}\right], \quad (4)$$

$$H_y^{n+0.5}(i,j,k) = H_y^{n-0.5}(i,j,k)+\frac{\Delta t}{\mu(i,j,k)}\times\left[\frac{E_z^n(i+1,j,k)-E_z^n(i,j,k)}{\Delta x}-\frac{E_x^n(i,j,k+1)-E_x^n(i,j,k)}{\Delta z}\right], \quad (5)$$

$$H_z^{n+0.5}(i,j,k) = H_z^{n-0.5}(i,j,k)+\frac{\Delta t}{\mu(i,j,k)}\times\left[\frac{E_x^n(i,j+1,k)-E_x^n(i,j,k)}{\Delta y}-\frac{E_y^n(i+1,j,k)-E_y^n(i,j,k)}{\Delta x}\right]. \quad (6)$$

В формулах (1)–(6) полуцелые индексы заменены на целые путем уменьшения на пол-индекса. Например, для H_x составляющей $j+0.5$ заменено на j, а $k+0.5$ заменено на k. Тем самым исключены полуцелые индексы (см. рисунок 4), которые одновременно выполняют роль координат элементов массива, хранящего численные значения проекций векторов ЭМП и пространственных координат соответствующих проекций векторов ЭМП.

Поля $\bar{E}$ и $\bar{H}$ вычисляются со сдвигом на полшага по времени. Будем использовать следующие обозначения: E^n – значение поля $\bar{E}$ на только что вычисленном шаге; E^{n+1} – значение поля E на вычисляемом сейчас шаге; $H^{n-0.5}$ – значение поля $\bar{H}$ на только что вычисленном шаге; $H^{n+0.5}$ – значение поля на вычисляемом сейчас полушаге. Отсюда следует, что процедура вычислений начинается с поля $H^{n+0.5}$, потому что в момент $t=0$ $(n=0)$

установлены начальные условия по всему счетному объему: все значения полей $\bar{E}$ и $\bar{H}$ равны нулю. Можно считать, что пространственная сетка проходит через вектор $\bar{H}$; процедура счета начинается с поля $\bar{E}$. Для учета объектов и среды распространения ЭМВ при расчете методом КРВО необходимо задать ε, μ, σ для каждого узла расчетной области, причем для каждой проекции свои. Параметры среды ε, μ, σ задаются в виде массивов. Размеры массивов ε, μ, σ и размеры массивов проекций векторов ЭМП равны между собой. Создание массивов параметров среды вызвано тем, что проекции векторов ЭМП при вычислении методом КРВО разнесены в пространстве. Из-за этого на границе раздела сред для элементов массивов проекций векторов ЭМП при одинаковых (i, j, k), будут различные численные значения (ε_1, μ_1, σ_1 или ε_2, μ_2, σ_2).

Для пояснения рассмотрим небольшой пример. На рисунке 5 изображена дискретизированная область, заполненная вакуумом (σ_1, ε_1) и идеально проводящий прямоугольник (σ_2, ε_2).

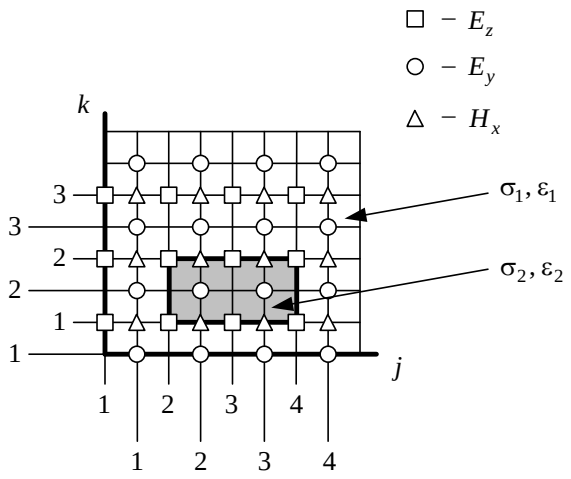


Рис. 5. Схема пространства КРВО с различными параметрами среды

Согласно схеме (см. рисунок 5), при вычислении E_y в столбцах со второго по третий включительно во второй строке σ, $\varepsilon = \sigma_2$, ε_2, во всех остальных узлах σ, $\varepsilon = \sigma_1$, ε_1. При вычислении E_z в столбцах со второго по четвертый включительно в строках с первой по вторую σ, $\varepsilon = \sigma_2$, ε_2, во всех остальных узлах σ, $\varepsilon = \sigma_1$, ε_1.

Рассмотрим основные этапы решения задач дифракции, которое осуществляется методом КРВО путем моделированием электродинамических процессов на основе исходных данных.

1) Ввод исходных данных. В декартовой системе координат задается трехмерная расчетная область $V_{i,\,j,\,k}$, состоящая из элементарных ячеек КРВО и достаточная для завершения переходного процесса. В *i, j, k*–узлах ячеек расчетной области задаются различные параметры моделируемых объектов и пространства ε, μ, σ.

2) Определение размеров расчетной области. Доказано, что для завершения переходных процессов необходимо задавать размеры расчетной области вдоль осей координат не менее десяти длин волн [4].

3) Определение приращений по пространству. Точность и устойчивость алгоритмов, реализующих вычисления на основе метода КРВО, определяется выбором величины шага сетки по осям координат Δx, Δy и Δz, которые должны быть малы по сравнению с длиной волны. Размер ячеек вдоль осей координат задается в зависимости от шага дискретизации d. Для упрощения вычислений и программного моделирования объектов сложной формы целесообразно выбирать равные размеры ячейки вдоль осей координат. Шаг дискретизации выбирается так, чтобы при аппроксимации была возможность максимально точно детализировать объект сложной формы. При этом шаг дискретизации должен быть $d \geq \frac{\lambda}{10}$, где λ – длина волны, на которой проводятся расчеты. Однако очень малый шаг потребует значительных объемов оперативной памяти, что ограничивает выбор шага дискретизации.

4) Расчет приращения по времени согласно условию Куранта–Фридрихса–Леви. Расчет в методе КРВО проводится как в пространстве, так и во времени. В трехмерной задаче для обеспечения пошаговой устойчивости алгоритма во времени, шаг временной дискретизации Δt выбирают согласно условию Куранта–Фридрихса–Леви [4].

5) Аппроксимация объекта, антенны и модели возбуждения. В методе КРВО объект сложной геометрической формы аппроксимируется элементарными кубическими ячейками; при выборе малого шага дискретизации можно аппроксимировать объекты практически любой геометрической сложности. В центр расчетной области помещается аппроксимационная модель объекта. Согласно месту ее расположения в расчетной области записываются численные значения электромагнитных параметров среды в зависимости от $i = 1,\ 2,\ \ldots\ i_n$, $j = 1,\ 2,\ \ldots\ j_n$, $k = 1,\ 2,\ \ldots\ k_n$. Так как дискретизация расчетного пространства производится эквидистантной сеткой, то создается по одному массиву для каждого параметра среды. Выбирается модель излучателя: самым простым является модель бесконечно тонкого вертикального несимметричного вибратора. Антенна помещается над моделью объекта на расстоянии одной ячейки КРВО. Между излучателем и металлическим экраном задается источник возбуждения антенны в возбуждающем зазоре $U = A\sin(2\pi f n \Delta t)$, где n – номер временного шага. Так как метод КРВО оперирует значениями векторов поля $\bar{E}$ и $\bar{H}$, то напряжение задается через напряженность электрического поля $U = -E_z^n(i, j, k)\Delta z$, где $E_z^n(i, j, k)$ – составляющая вектора напряженности электрического поля, в точке питания антенны, узле с координатами i, j, k [5].

6) Ввод времени наблюдения за исследуемым объектом. Количество временных отсчетов N_t выбирается таким, чтобы за этот интервал t закончился переходный процесс излучения. Математически это выражается, как $N_t \geq t_{\text{прх}}/\Delta t$, где: $t_{\text{прх}}$ – время, необходимое для завершения переходного процесса, Δt – шаг временной дискретизации.

7) Создание массивов проекций векторов ЭМП. Уравнения Максвелла записываются в конечно-разностной форме относительно осей координат (1)–(6). В начальный момент времени во всей расчетной области значение полей $\bar{E}$, $\bar{H}$ равны нулю. Источник генерирует значение напряжения, выраженного через напряженность электрического поля в возбуждающем зазоре на каждом временном шаге. Поля $\bar{E}$ и $\bar{H}$ вычисляются со сдвигом на полшага по времени. Сначала вычисляются значения магнитных составляющих ЭМВ (H_x, H_y, H_z) на временном отсчете $n = n + 0{,}5$ во всей расчетной области. Далее методом КРВО вычисляются значения электрических составляющих ЭМВ (E_x, E_y, E_z) на временном шаге $n = n + 1$, с использованием обновленных значений H_x, H_y, H_z. Процесс вычислений повторяется в течение всего заданного цикла. Время и пространство рассчитано таким образом, что просчитывается пять периодов изменения составляющих ЭМП. Этого достаточно для установления гармонических колебаний и получения достаточно точного результата.

8) Расчет характеристики направленности. Производится расчет амплитудного распределения вектора напряженности электрического поля с учетом отраженных волн, а также расчет характеристики направленности, искажаемой объектом, на котором размещаются излучатель [5].

Для исследования влияния металлического корпуса реального автомобиля ГАЗ-2330 СПМ-2 «Тигр» на характеристику установленных на нем АФУ в качестве излучателя выберем четвертьволновый вертикальный несимметричный вибратор. Расчеты проведем для различных мест его размещения на крыше автомобиля; места положения излучателя на рисунке 6 обозначены А1, А2 и А3.

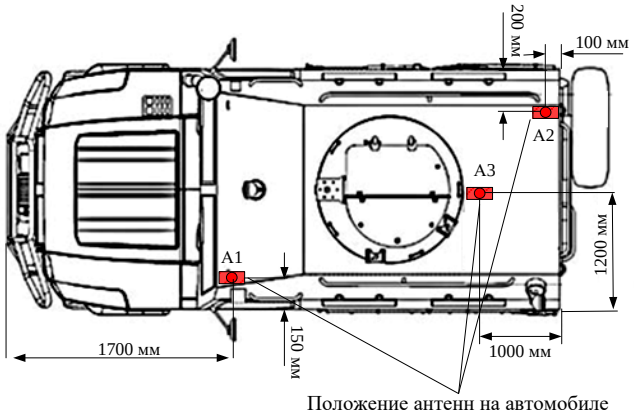


Рис. 6. Схема размещения антенн на автомобиле ГАЗ-2330

Схема расчетной области для решения задачи дифракции электромагнитных волн, возбуждаемых излучателем, установленным на крыше автомобиля, представлена на рисунке 7.

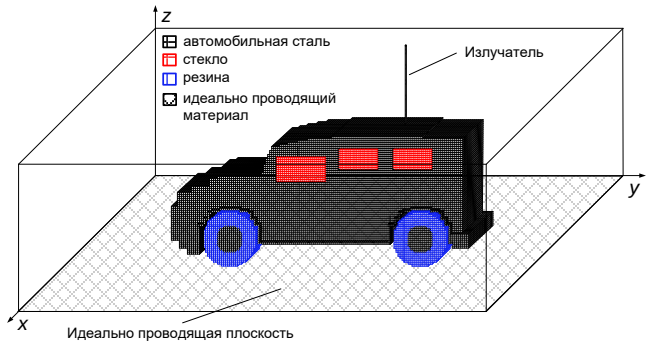


Рис. 7. Схема расчетной области

Количество ячеек вдоль осей координат задается в зависимости от шага дискретизации $d = \Delta x = \Delta y = \Delta z$, где $\Delta x = \Delta y = \Delta z$ – длина сторон кубической решетки, по осям координат эквидистантной сетки. Размер пространственной решетки расчетной области V определятся согласно выражению:

$$N_{\text{реш}} = \frac{\ell_v \cdot h_v \cdot w_v}{d^3} = N_{Vx} N_{Vy} N_{Vz}$$

где ℓ_v, w_v, h_v – длина, ширина и высота расчетной области; N_{Vx}, N_{Vy}, N_{Vz} – количество узлов расчетной области вдоль осей x, y, z.

Так как точность вычислений на основе метода КРВО определяется выбором величины шага сетки Δx, Δy, Δz, которые должны быть малы по сравнению с длиной волны, то для того, чтобы погрешность расчетов не превышала 5% [3], выбран шаг дискретизации $d = \lambda/40$.

Задача решается в трехмерной области, поэтому для обеспечения пошаговой устойчивости алгоритма во времени шаг временной дискретизации Δt выбирается согласно условию, которое для эквидистантных сеток ($\Delta x = \Delta y = \Delta z$) примет вид [4]:

$$\Delta t = \frac{\Delta x}{\sqrt{3}c}.$$

где c – скорость света в вакууме, м/с.

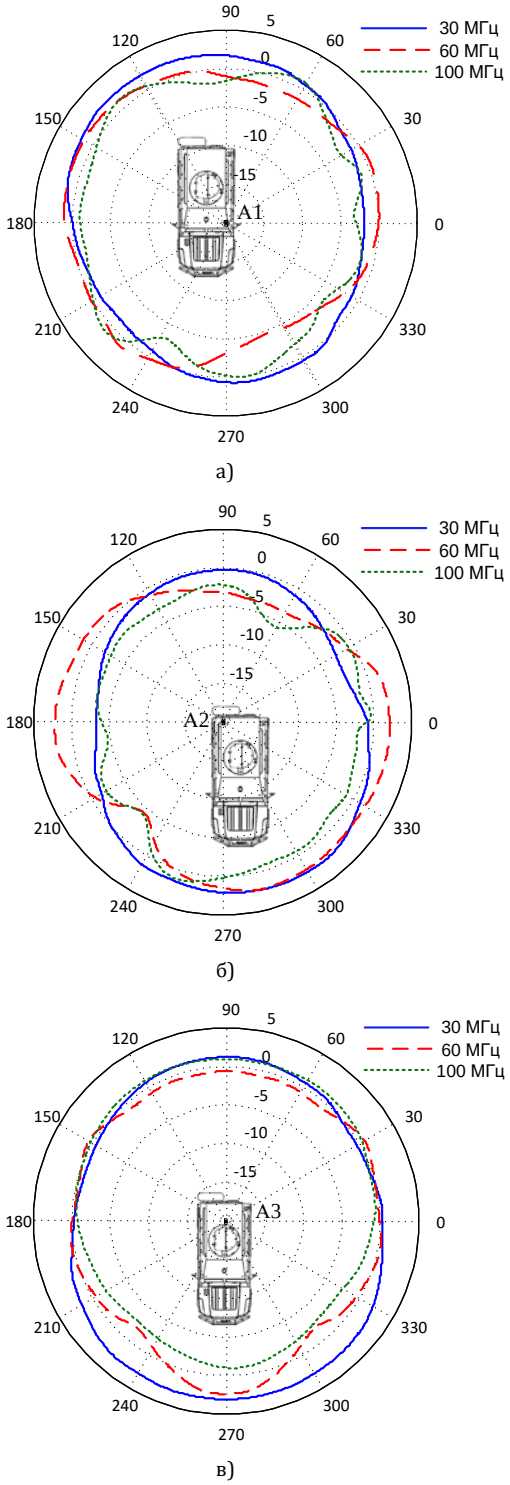
Между излучателем и объектом задается источник возбуждения антенны:

$$E_z^n(i,j,k) = -\frac{A\sin(2\pi f n \Delta t)}{\Delta z},$$

где n – номер временного шага; f – частота; A – амплитуда напряжения; $E_z^n(i,j,k)$ – составляющая вектора напряженности электрического поля в точке питания антенны.

Используя разработанную схему (см. рисунок 7), был проведен расчет диаграмм направленности антенн на частотах 30, 60 и 100 МГц, расположенных в различных местах крыши

автомобиля ГАЗ-2330 (см. рисунок 6). Результаты расчета диаграмм направленности представлены на рисунке 8.



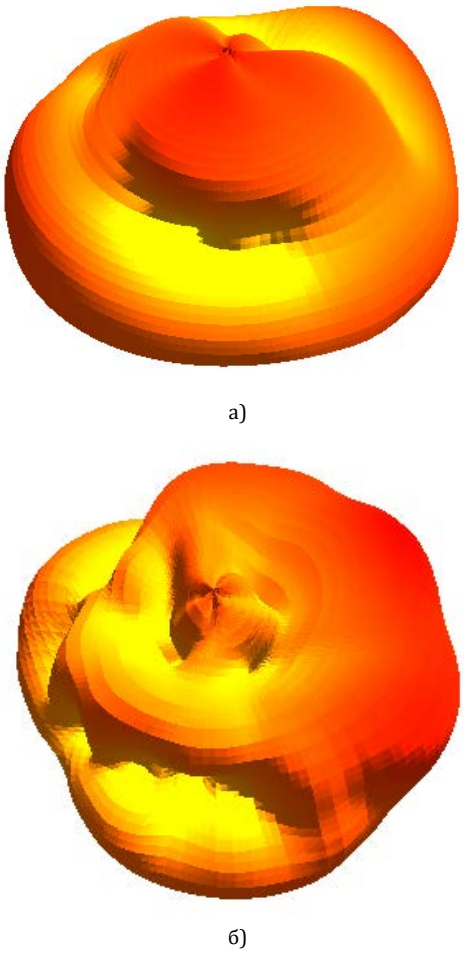
а)

б)

в)

Рис. 8. Диаграммы направленности антенн в горизонтальной плоскости: а) антенна А1 расположена на левом переднем крае крыши; б) антенна А2 расположена на правом заднем крае крыши; в) антенна А3 расположена на равном расстоянии от бортов на расстоянии 1 м от заднего края крыши

Трехмерные диаграммы направленности на частоте 30 МГц представлены на рисунке 9.



а)

б)

Рис. 9. Трехмерные диаграммы направленности: а) антенна А1; б) антенна А2

Как видно из результатов расчета, диаграмма направленности в горизонтальной плоскости вертикального несимметричного вибратора существенно искажается под влиянием металлического корпуса автомобиля. Причем на характеристику направленности влияет как положение антенны, так и частота, на которой она излучает. Этот факт, несомненно, будет оказывать влияние, как на дальность, так и на качество связи с корреспондентами, находящимися под различными азимутами.

Для того, чтобы численно оценить, как корпус ГАЗ-2330 будет влиять на диаграмму направленности антенн при различном их положении на крыше и различной частоте, рассчитаем коэффициент неравномерности N по формуле [2]:

$$N = E_{\max} - E_{\min},$$

где $E_{\max}, E_{\min}$ – максимальное и минимальное значение напряженности электрического поля излучения в децибелах. Для несимметричного вибратора над идеально проводящей плоскостью $N = 0$.

Результаты расчета коэффициента неравномерности представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Коэффициент неравномерности диаграммы направленности

№ п/п	Место размещения антенны	Частота, МГц	*N*, дБ
1.	А1	30	4,2
		60	5,6
		100	5,7
2.	А2	30	5,8
		60	7,2
		100	7,5
3.	А3	30	4,1
		60	4,2
		100	4,2

Результаты расчета (см. рисунок 8) показали, что диаграмма направленности вертикального несимметричного вибратора, размещенного на крыше автомобиля ГАЗ-2330, существенно отличается от круговой и сильно зависит от места расположения излучателя и частоты ЭМВ. Результаты расчета коэффициента неравномерности N (см. таблицу 1) позволяют численно оценить величину влияния объекта на диаграмму направленности антенны, который, в свою очередь, зависит от места расположения излучателя и частоты ЭМВ. Установленный эффект следует принимать во внимание при расчете энергетических параметров УКВ-радиолинии, для чего в уравнении радиопередачи необходимо учесть изменение коэффициента усиления в зависимости от азимута корреспондента. С учетом этого обстоятельства мощность сигнала на входе приемника P_2 в децибелах рассчитывается с помощью следующего выражения [6]:

$$P_2 = P_1 + G_1 + G_2 + \eta_{ф1} + \eta_{ф2} + W_0 + W_т + \Delta G_1(ф),$$

где P_1 – мощность передатчика; G_1, G_2 – коэффициент усиления передающей и приемной антенн; $\eta_{ф1}, \eta_{ф2}$ – коэффициент полезного действия фидера передающей и приемной антенн; $\Delta G_1(ф)$ – изменение коэффициента усиления передающей антенны в зависимости от азимута корреспондента; W_0 – множитель ослабления свободного пространства; $W_т$ – множитель ослабления трассы, который определяется из графиков, рассчитанных для антенн, высота которых не превышает 5 м (рисунок 10).

На наземных радиолиниях строгое решение задач энергетического расчета УКВ-радиотрасс практически невозможно. Поэтому положим, что вдоль трассы тропосфера однородна, а неровность рельефа местности не превышает 50 м. Расчет радиолинии проводится, исходя из того, что расстояние r_0 прямой видимости определяется по формуле:

$$r_{0(км)} = 4{,}12\left(\sqrt{h_{1(м)}} + \sqrt{h_{2(м)}}\right),$$

где $h_{1(м)}$ – высота подъема передающей антенны, м; $h_{2(м)}$ – высота подъема приемной антенны, м.

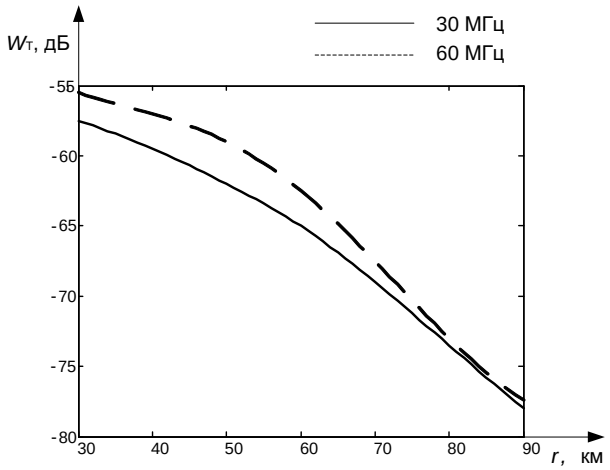


Рис. 10. Множитель ослабления радиотрассы с гладкой сферической землей

Качество радиосвязи (или устойчивость работы радиолиний) определяется минимально необходимым отношением мощностей сигнал/помеха на входе приемного устройства:

$$P_с - P_п \geq z,$$

где z – превышение среднего уровня сигнала над средним уровнем помехи, дБ; $P_п$ – суммарная мощность внешних помех и внутренних шумов высокочастотного (ВЧ) тракта приемного устройства, дБ.

Мощность помех и шумов на входе приемника чаще всего принято определять через эквивалентную шумовую температуру всего ВЧ-тракта, пересчитанную на вход приемника:

$$P_п = k_б \Delta f \left(T_А + T_{прм}\right),$$

где $k_б$ – постоянная Больцмана; Δf – полоса пропускания приемника, Гц.

Полная эквивалентная шумовая температура приемника равна:

$$T_{прм} = T_0(n_ш - 1),$$

где T_0 = 288 К° – стандартная абсолютная температура в Кельвинах; $n_ш$ – коэффициент шума приемника.

Эффективная шумовая температура антенны, приведенная к входу приемника, определяется согласно выражения:

$$T_А = \eta_2 T_я + T_{аф},$$

где $\eta_2 = \eta_{А2}\eta_{Ф2}$; $T_я$ – яркостная температура внешних шумов, К°; $T_{аф}$ – вклад в шумовую температуру антенны из-за флюктуаций в неидеальных проводниках и диэлектриках в АФУ.

Изменение коэффициента усиления несимметричного вибратора, расположенного на КШМ, рассчитывается из характеристик направленности антенны, нормированной относительно значения E_z-составляющей вектора напряженности электрического поля вертикального несимметричного

вибратора, расположенного над идеально проводящей плоскостью.

Графики зависимости коэффициента неравномерности ΔG от направления на корреспондента φ°, с помощью которых можно оценить влияние автомобиля ГАЗ-2330 на коэффициент усиления при различных местах размещения антенны на крыше автомобиля ГАЗ-2330 на частотах 30, 60 и 100 МГц представлены на рисунке 11.

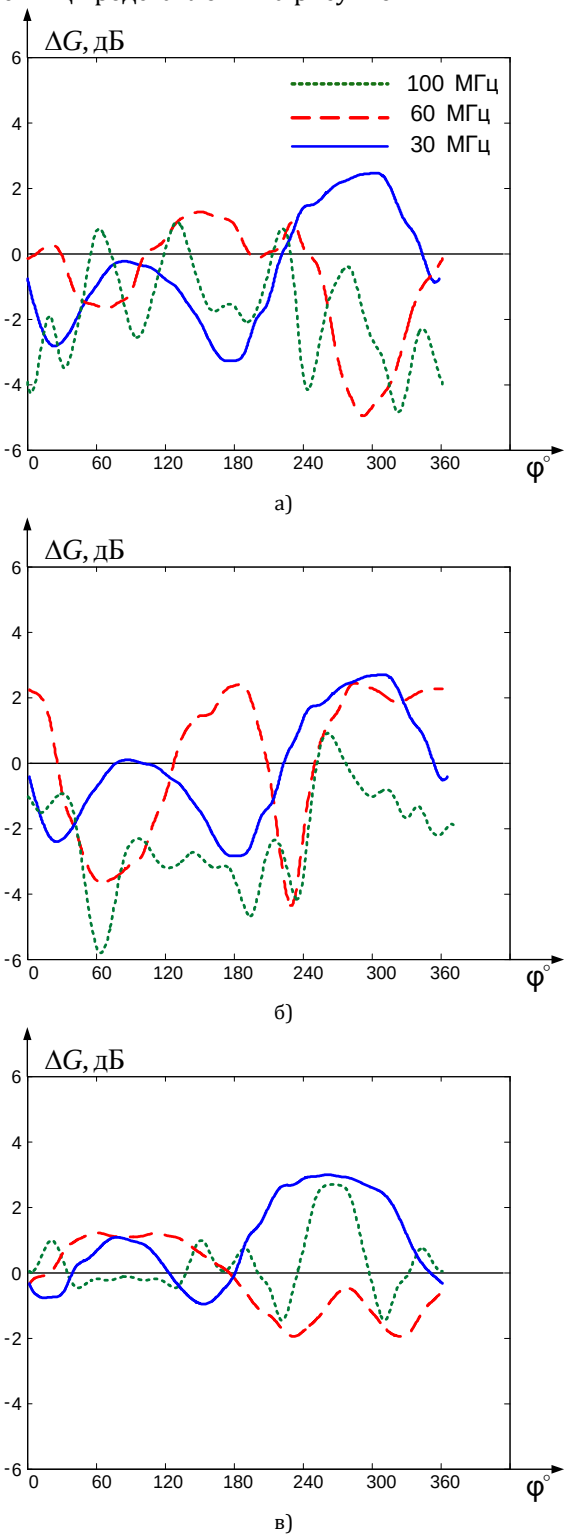


Рис. 11. Коэффициент усиления в зависимости от азимута корреспондента: а) А1; б) А2; в) А3

Результаты энергетического расчета УКВ-радиолинии с учетом максимального ($\Delta G_{1\max}(\varphi°)$) и минимального ($\Delta G_{1\min}(\varphi°)$) значения изменения коэффициента усиления для антенн, расположенных на крыше КШМ пространства при работе на частотах 30 МГц и 60 МГц представлены в таблицах 2 и 3 соответственно.

ТАБЛИЦА 2. Результаты энергетического расчета при f = 30 МГц

№ п/п	Положение антенны	$\Delta G_{1\max}$, (дБ)	$\Delta G_{1\min}$, (дБ)	P_2, (дБ)	$P_п$, (дБ)	z, (дБ)
1.1	A_1	2,3		−133,725	−134,895	1,17
1.2	A_1		−3,2	−139,225	−134,895	−4,33
2.1	A_2	2,2		−133,825	−134,895	1,07
2.2	A_2		−3,1	−139,125	−134,895	−3,16
3.1	A_3	3		−133,025	−134,895	1,87
3.2	A_3		−1	−137,025	−134,895	−2,13

ТАБЛИЦА 3. Результаты энергетического расчета при f = 60 МГц

№ п/п	Положение антенны	$\Delta G_{1\max}$, (дБ)	$\Delta G_{1\min}$, (дБ)	P_2, (дБ)	$P_п$, (дБ)	z, (дБ)
1.1	$A_1(0;0)$	1,5		−138,546	−144,882	6,336
1.2	$A_1(0;0)$		−5,1	−145,146	−144,882	−0,264
2.1	$A_2(0;2,5)$	2,3		−137,746	−144,882	7,136
2.2	$A_2(0;2,5)$		−4,7	−141,746	−144,882	3,136
3.1	$A_3(0;7,5)$	1,2		−138,846	−144,882	6,036
3.2	$A_3(0;7,5)$		−2,1	−142,146	−144,882	2,736

В результате проведенного исследования установлено существенное влияние на электрические свойства ненаправленных УКВ-антенн (и, соответственно, на дальность и качество обеспечения связи) металлического корпуса автомобиля; диаграммы направленности таких антенн всегда вытянуты вдоль его корпуса. Из проведенного расчета энергетических параметров можно сделать вывод, что коэффициент усиления антенн зависит от направления на корреспондента, поэтому выбор места размещения антенны и рабочая частота радиостанции будут оказывать влияние на дальность и качество связи.

Результаты энергетического расчета показали, что в зависимости от направления на корреспондента (см. рисунок 11) превышения уровня сигнала над уровнем шума может меняться более чем на 7 дБ. Обеспечение связи с требуемым качеством, в таком случае, сильно зависит не только от расстояния до корреспондента, но и от его положения относительно КШМ в азимутальной плоскости.

На основе проведенного исследования можно сделать вывод, что выбор мест размещения антенн на крыше автомобиля должен осуществляться с учетом влияния объекта на диаграмму направленности антенн. Для случая, рассмотрен-

ного в примере, с учетом выбранных мест, наибольшее искажение (см. *N* в таблице 1) диаграммы направленности наблюдается у антенн А1 и А2. Поэтому для снижения коэффициента неравномерности и повышения помехоустойчивости при работе в радиосети целесообразно обеспечить работу радиостанций совместно с антенной, расположенной в центре крыши автомобиля, что позволяет уменьшить коэффициент неравномерности диаграммы направленности. Такой подход позволит снизить резкие изменения уровня сигнала при различном направлении на корреспондента, и, как следствие, повысить помехоустойчивость системы радиосвязи.

Список используемых источников

1. Бородулин Р.Ю., Лукьянов Н.О., Сосунов Б.В. Характеристика направленности излучателя, установленного на крыше железнодорожного вагона // Сборник трудов III Международной научно-технической и научно-методической конференции «Актуальные проблемы инфокоммуникаций в науке и образовании». СПб.: СПбГУТ, 2014. С. 169-174.

2. Лукьянов Н.О. Анализ характеристик направленности излучателей метрового диапазона волн, размещенных в подкрышевом пространстве железнодорожного вагона // Сборник трудов НТК Молодых ученых № 5 «Актуальные вопросы развития сил и средств ВКО». М.: ВКО «Алмаз-Антей», 2014. С. 120-125.

3. Бородулин Р.Ю., Лукьянов Н.О., Николаев В.И., Сосунов Б.В. Решение задачи дифракции на объекте сложной геометрической формы // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 4. С. 40-45.

4. Allen Taflove. Computational Electromagnetics: The Finite-Difference Time-Domain Method, Artech House Publishers, 1995. 320 p.

5. Сосунов Б.В., Ульянов С.А., Савлук А.В. Методика и алгоритм расчета электромагнитных волн, возбуждаемых излучателем, установленным на подвижном объекте радиосвязи // Научно-технический сборник «Труды академии». № 93. СПб.: ВАС, 2016. С. 61-66 .

6. Мешалкин В.А., Сосунов Б.В. Основы энергетического расчета радиоканалов. Л.: ВАС, 1991. 110 с.

* * *

INVESTIGATION OF THE ANTENNA DIRECTIVITY PATTERN CHARACTERISTIC MOUNTED ON MOBILE RADIO OBJECT

A. Borobov[1], N. Karasik[1], N. Lukyanov[1], B. Sosunov[1]

[1]Telecommunications Military Academy,
St. Petersburg, 194064, Russian Federation

Article info
Article in Russian

For citation: Borobov A., Karasik N., Lukyanov N., Sosunov B. Investigation of the Antenna Directivity Pattern Characteristic Mounted on Mobile Radio Object // Proceedings of Telecommunication Universities. 2018. Vol. 4. Iss. 1. PP. 13-21.

Abstract: *The technique and results of solving the problem of diffraction of electromagnetic waves excited by a radiator placed on a GAZ-2330 vehicle are presented in the article. Calculations of the directional characteristics were carried out by the method of finite differences in the time domain. A study was made of the dependence of the directivity characteristics in the far zone of the radiator on its position on the car and on the frequency of the radiation. Based on the results of the calculations, recommendations were made on the placement of antennas, taking into account the decrease in the influence of the car on the distortion of the directional characteristics.*

Keywords: *finite difference method in the time domain, diffraction, asymmetric vertical vibrator, the directional characteristic, the coefficient of uneven radiation pattern.*

МАЛОЕ МНОЖЕСТВО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ КАСАМИ И ИХ ДЕКОДИРОВАНИЕ НА ОСНОВЕ ДВОЙСТВЕННОГО БАЗИСА

С.С. Владимиров[1], **О.С. Когновицкий**[1*]

[1]Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
*Адрес для переписки: kogn@yandex.ru

Информация о статье
УДК 621.396
Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Владимиров С.С., Когновицкий О.С. Малое множество последовательностей Касами и их декодирование на основе двойственного базиса // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 22–31.

Аннотация: *Современное развитие систем цифровой передачи сообщений все в большей степени ориентируется на применение широкополосных методов передачи, основанных, в частности, на расширении спектра прямой последовательностью. Применение широкополосных сигналов обеспечивает повышение эффективности систем по таким показателям, как помехоустойчивость, снижение энергии передаваемых сигналов, повышение уровня скрытности самого процесса передачи информации по каналу с помехами, повышение эффективности работы системы фазирования и др. Наиболее часто для расширения спектра прямой последовательностью выбирают М-последовательности и последовательности Голда, характеристики и методы обработки которых достаточно подробно изучены и представлены во многих публикациях. Статья посвящена последовательностям малого семейства Касами, которые имеют ряд преимуществ по сравнению с М-последовательностями и последовательностями Голда. Рассматривается новый подход к обработке последовательностей малого семейства Касами на основе двойственного базиса.*

Ключевые слова: *последовательности Касами, малое множество последовательностей Касами, двойственный базис, вероятность ошибки.*

Введение

Во многих радиотехнических системах применяются специальные последовательности, к которым относятся следующие: М-последовательности, составные последовательности Голда, ЛРД-последовательности, а также малое и большое семейства последовательностей Касами. Их используют для расширения спектра прямой последовательностью, адресации в многоадресатных системах, скремблировании потоков цифровых данных, синхронизации приемо-передатчика, измерения дальности до объекта. Общей характерной особенностью указанных выше последовательностей является их рекуррентность.

В процессе декодирования последовательности необходимо, как правило, после ее обнаружения, определить фазу последовательности. Для этого используют различные структурные свойства применяемых последовательностей, в частности свойство рекуррентности. В качестве критериев оценки эффективности методов обнаружения и обработки рекуррентных последовательностей чаще всего используют вероятности правильного и неправильного декодирования, временные задержки анализа, а также сложность аппаратно-программной реализации.

Наиболее простыми методами обнаружения и обработки рекуррентных последовательностей являются метод приема по безошибочному участку рекуррентной последовательности [1] и метод последовательной оценки Уорда [2]. Но эти методы неприменимы в случае асинхронно-адресных систем, где каждому адресату соответствует своя начальная фаза последовательности. В то же время методы имеют широкое применение как в асинхронных системах для фазового запуска приемника, так и в синхронных системах для контроля за синфазным состоянием приемника. Однако в этих случаях указанные методы не обеспечивают высокой надежности выделения рекуррентной последовательности при наличии ошибок в канале связи.

С целью повышения надежности декодирования таких последовательностей часто применяют корреляционные методы обработки [3]. Эти методы практически применяют на уровне звена данных. В случае же многоадресатной передачи они могут быть применены только в строго синхронной сети. При этом последовательности должны обладать хорошими ортогональными или квазиортогональными свойствами.

Актуальной задачей поэтому является разработка новых, более эффективных, методов обнаружения и декодирования рекуррентных, главным образом составных, последовательностей, в том числе и последовательностей малого семейства Касами [4, 5]. К числу таких методов относятся методы декодирования составных последовательностей на основе теории полей Галуа с использованием сопровождающей матрицы и мажоритарной оценкой значений элементов декодируемой составной последовательности [6]. Рассмотрим далее метод декодирования последовательностей малого семейства Касами на основе двойственного базиса над расширенным полем Галуа GF(2^n) [7].

Свойства и формирование последовательностей малого семейства Касами

Прежде всего приведем характерные свойства последовательностей малого семейства Касами {К$_м$} над полем GF(2^n), где степень n должна быть четным числом. Сама последовательность Касами {К$_м$} является составной с периодом $N_1 = 2^n - 1$ и представляет собой поэлементную сумму двух последовательностей максимального периода, одна из которых $\{u\}$ является М$_1$-последовательностью, порождаемой примитивным многочленом $h_1(x)$ степени n, а другая $\{v\}$ – М$_2$-последовательностью, порождаемой неприводимым многочленом $h_2(x)$ степени $n/2$ [4, 5]. При этом, если считать ε первообразным элементом поля GF(2^n) и одним из корней многочлена $h_1(x)$, то всеми nкорнями этого многочлена будут p-сопряженные ($p = 2$) элементы поля:

$$\{\varepsilon, \varepsilon^p, \varepsilon^{p^2}, \dots, \varepsilon^{p^{n-1}}\} = \{\varepsilon, \varepsilon^2, \varepsilon^4, \dots, \varepsilon^{2^{n-1}}\} = \\ = \{\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \dots, \varepsilon_n\},$$

где $\varepsilon_i = \varepsilon^{2^{i-1}}$, $i = 1, 2, \dots, n$.

Тогда для построения последовательности Касами {К$_м$} второй многочлен $h_2(x)$ степени $n/2$ должен быть таким, чтобы его корнями были q-ые степени корней многочлена $h_1(x)$, т.е.:

$$\{\varepsilon^q, (\varepsilon^2)^q, (\varepsilon^4)^q, \dots, \left(\varepsilon^{2^{\frac{n}{2}-1}}\right)^q\} = \left\{\mu, \mu^2, \mu^4, \dots, \mu^{2^{\frac{n}{2}-1}}\right\},$$

где $\mu = \varepsilon^q$, а $q = 2^{\frac{n}{2}} + 1$.

В этом случае, как следует из теории полей Галуа [8], порядок корней многочлена $h_2(x)$ будет равен периоду N_2 последовательности $\{v\}$:

$$N_2 = \frac{N_1}{\text{НОД}(q, N_1)} = \frac{2^n - 1}{\text{НОД}(2^{\frac{n}{2}} + 1, 2^n - 1)},$$

где НОД(a,$в$) – наибольший общий делитель чисел a и $в$.

При этом элементы u_i канонической последовательности $\{u\}$ представляют собой функции-след от элементов ε^i, т.е.:

$$u_i = T(\varepsilon^i) = \varepsilon^i + (\varepsilon^i)^2 + \dots + (\varepsilon^i)^{2^{n-1}} \in \text{GF}(2), \quad (1)$$

где $i = 0, 1, 2, \dots, (2^n - 2)$.

Зная корни $\mu, \mu^2, \mu^4, \dots, \mu^{2^{n/2-1}}$ многочлена $h_2(x) = x^{n/2} + p_1 x^{n/2-1} + \dots + p_{\frac{n}{2}-1} x + p_{\frac{n}{2}}$, легко по формулам Виета найти его коэффициенты $p_i \in$ GF(2) и, тем самым, вид самого многочлена $h_2(x)$.

По заданному многочлену $h_1(x)$ и найденному многочлену $h_2(x)$ получим составную последовательность $\{s\}$ малого семейства Касами как поэлементную сумму по mod2 последовательностей $\{u\}$ и $\{v\}$, формируемых как функции-след двумя генераторами с обратными связями по модулям$h_1(x)$ и $h_2(x)$ соответственно.

Рассмотрим теперь метод декодирования последовательностей малого семейства Касами на основе двойственного базиса. При этом целью декодирования будет определение начальной фазы такой последовательности, составленной из начальных фаз последовательностей $\{u\}$ и $\{v\}$.

В [7] рассмотрен метод декодирования на основе двойственного базиса составных последовательностей Голда и ЛРД-последовательностей. Аналогичным образом могут быть декодированы и составные последовательности малого семейства Касами.

Выберем в качестве исходных данных поле GF(2^6) ($n = 6$) с первообразным элементом ε и примитивный многочлен $h_1(x) = 1 + x + x^6$с сопряженными корнями ε, ε^2, ε^4, ε^8, ε^{16}, ε^{32}. Будем считать, что поле GF(2^6) образовано тем же многочленом $h_1(x)$, а его элементы ε^i представляют собой вычеты по двойному модулю относительно левого степенного базиса $(1, \varepsilon, \varepsilon^2, \varepsilon^3, \varepsilon^4, \varepsilon^5)$, т. е.:

$$\varepsilon^i = a_0 + a_1\varepsilon + a_2\varepsilon^2 + a_3\varepsilon^3 + a_4\varepsilon^4 + a_5\varepsilon^5; \\ \text{modd}(2, h_1(x)). \quad (2)$$

Исходя из этих исходных данных, последовательности максимальной длины $\{u\}$ с периодом $N_1 = 2^6 - 1 = 63$ будет соответствовать характеристический многочлен $h_1(x)$, а последовательности $\{v\}$ – многочлен $h_2(x)$ степени $n/2 = 3$, корнями которого будут q-ые степени ($q = 2^3 + 1 = 9$) корней многочлена $h_1(x)$, т. е.:

$$\mu = (\varepsilon)^9, \mu^2 = (\varepsilon^2)^9 = \varepsilon^{18}, \mu^4 = (\varepsilon^4)^9 = \varepsilon^{36}. \quad (3)$$

Тогда порядок N_2 корней многочлена $h_2(x)$ будет равен:

$$N_2 = \frac{N_1}{\text{НОД}(9, N_1)} = \frac{63}{\text{НОД}(9,63)} = 7.$$

Запишем многочлен $h_2(x)$ в общем виде как $h_2(x) = x^3 + p_1x^2 + p_2x + p_3$ и, используя формулы Виета, по известным корням $\theta_1 = \mu, \theta_2 = \mu^2, \theta_3 = \mu^4$ находим: $p_1 = 1, p_2 = 0, p_3 = 1$. Следовательно, $h_2(x) = x^3 + x^2 + 1$.

Представив элемент ε^i в полиномиальной форме (2), запишем последовательность $\{u\}$ через функцию-след как:

$$\{u\} = (u_0, u_1, u_2, \dots, u_i, \dots, u_{62}) = \\ = [T(c), T(c\varepsilon), T(c\varepsilon^2), \dots, T(c\varepsilon^i), \dots, T(c\varepsilon^{62})], \quad (4) \\ \text{modd}(2, h_1(x)).$$

Аналогично, элементы v_i, $i = 0, 1, \dots, 6$, последовательности $\{v\}$ с периодом $N_2 = 7$ могут быть представлены через функцию-след как:

$$\{v\} = (v_0, v_1, v_2, \dots, v_6) = \\ = [T(d), T(d\mu), T(d\mu^2), \dots, T(d\mu^6)], \quad (5) \\ \text{modd}(2, h_2(x)).$$

где $d \in \text{GF}(2^3)$ – начальный элемент последовательности $\{v\}$.

Если учесть, что функция-след от элемента (2) в поле $\text{GF}(2^6)$ равна $T(\varepsilon^i) = a_5$, то при $c = 1$ последовательность (4) будет являться канонической и иметь вид, приведенный в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Каноническая М-последовательность, образованная полиномом $h_1(x)$

u_0	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_7	u_8
0	0	0	0	0	1	0	0	0
u_9	u_{10}	u_{11}	u_{12}	u_{13}	u_{14}	u_{15}	u_{16}	u_{17}
0	1	1	0	0	0	1	0	1
u_{18}	u_{19}	u_{20}	u_{21}	u_{22}	u_{23}	u_{24}	u_{25}	u_{26}
0	0	1	1	1	1	0	1	0
u_{27}	u_{28}	u_{29}	u_{30}	u_{31}	u_{32}	u_{33}	u_{34}	u_{35}
0	0	1	1	1	0	0	1	0
u_{36}	u_{37}	u_{38}	u_{39}	u_{40}	u_{41}	u_{42}	u_{43}	u_{44}
0	1	0	1	1	0	1	1	1
u_{45}	u_{46}	u_{47}	u_{48}	u_{49}	u_{50}	u_{51}	u_{52}	u_{53}
0	1	1	0	0	1	1	0	1
u_{54}	u_{55}	u_{56}	u_{57}	u_{58}	u_{59}	u_{60}	u_{61}	u_{62}
0	1	0	1	1	1	1	1	1

Аналогично, если элемент $\mu_i \in \text{GF}(2^3)$ представить в полиномиальной форме записи $\mu^j = b_0 + b_1\mu + b_2\mu^2$, $\text{modd}(2, h_2(x))$, где коэффициенты $b_i \in \text{GF}(2)$, то функция-след от такого элемента будет равна $T(\mu^i) = (b_0 + b_1 + b_2)$, mod2.

Тогда каноническая последовательность $\{v\}$ при $d = 1$ будет следующей:

$$\{v\} = (v_0, v_1, v_2, \dots, v_6) = \\ = [T(1), T(\mu), T(\mu^2), \dots, T(\mu^6)] = (1110100). \quad (6)$$

В случае не канонической последовательности $\{u\}$, у которой $c \neq 1$, ее элементы u_i будут определяться через функцию-след так, как следует из (4).

Также, если начальный элемент последовательности $\{v\}$ равен произвольному элементу $d \neq 1$, то элементы v_i этой последовательности будут определяться через функцию-след, как следует из (5):

$$v_{i \bmod 7} = T(d\mu^i)\text{modd}(2, h_2(x)). \quad (7)$$

Как указывалось ранее, составная последовательность $\{s\}$ малого семейства Касами формируется как поэлементная сумма по mod2 последовательностей $\{u\}$ и $\{v\}$. Очевидно, что в одном периоде последовательности максимальной длины $\{u\}$ будет содержаться 9 периодов последовательности $\{v\}$. В качестве примера будем рассматривать варианты формирования последовательности Касами $\{s\}$ при условии различных начальных элементов c и d последовательностей $\{u\}$ и $\{v\}$.

Отметим, что рассматриваемой составной последовательности $\{s\}$ малого семейства Касами соответствует характеристический многочлен:

$$P(x) = h_1(x) \cdot h_2(x) = \\ = (1 + x + x^6)(1 + x^2 + x^3) = \\ = 1 + x + x^2 + x^4 + x^6 + x^8 + x^9. \quad (8)$$

Тогда последовательность $\{s\}$ будет удовлетворять рекуррентному уравнению:

$$s_i + s_{i+1} + s_{i+2} + s_{i+4} + s_{i+6} + s_{i+8} + s_{i+9} = 0, \\ \text{mod}2; \quad i \geq 0. \quad (9)$$

Как известно, наиболее простыми методами определения фазы рекуррентной последовательности являются метод обнаружения и декодирования фазы по «скользящему» безошибочному m-элементному участку и метод Уорда, где m – степень многочлена $P(x)$, равная в данном примере (9).

Для декодирования последовательности $\{s\}$ малого семейства Касами, т.е. определения начальных фаз c- и d-последовательностей $\{u\}$ и $\{v\}$ соответственно, с использованием двойственного базиса и с учетом корней многочленов $h_1(x)$ и $h_2(x)$, найдем по методике, изложенной в [7], коэффициенты двойственного базиса α_i – для $h_1(x)$ и β_i – для $h_2(x)$, $i = 1,2,3,\dots,9$, (таблица 2).

ТАБЛИЦА 2. Коэффициенты двойственного базиса

α_i для $h_1(x)$	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7	α_8	α_9
	ε^{14}	ε^{19}	ε^{38}	ε^{37}	ε	1	ε^{22}	ε^{21}	ε^{15}
β_i для $h_2(x)$	β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	β_6	β_7	β_8	β_9
	μ	μ^5	μ^3	μ^2	0	0	μ	1	μ^2

Выберем составные последовательности $\{u\}$ и $\{v\}$ каноническими. Тогда в результате суммирования по mod2 последовательности $\{u\}$ (см. таблицу 1) и 9-кратной последовательности $\{v\}$ в виде (6), будет получена каноническая составная последовательность $\{s_1\}$ малого семейства Касами (таблица 3).

ТАБЛИЦА 3. Вычисление канонической составной последовательности $\{s_1\}$ малого семейства Касами

$\{u\}$	u_0	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_7	u_8	u_9	u_{10}	u_{11}	u_{12}	u_{13}	u_{14}	u_{15}	u_{16}	u_{17}	u_{18}	u_{19}	u_{20}
	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1
$\{v\}$	v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6
	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0
$\{s\}$	s_0	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8	s_9	s_{10}	s_{11}	s_{12}	s_{13}	s_{14}	s_{15}	s_{16}	s_{17}	s_{18}	s_{19}	s_{20}
	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1
$\{u\}$	u_{21}	u_{22}	u_{23}	u_{24}	u_{25}	u_{26}	u_{27}	u_{28}	u_{29}	u_{30}	u_{31}	u_{32}	u_{33}	u_{34}	u_{35}	u_{36}	u_{37}	u_{38}	u_{39}	u_{40}	u_{41}
	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0
$\{v\}$	v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6
	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0
$\{s\}$	s_{21}	s_{22}	s_{23}	s_{24}	s_{25}	s_{26}	s_{27}	s_{28}	s_{29}	s_{30}	s_{31}	s_{32}	s_{33}	s_{34}	s_{35}	s_{36}	s_{37}	s_{38}	s_{39}	s_{40}	s_{41}
	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0
$\{u\}$	u_{42}	u_{43}	u_{44}	u_{45}	u_{46}	u_{47}	u_{48}	u_{49}	u_{50}	u_{51}	u_{52}	u_{53}	u_{54}	u_{55}	u_{56}	u_{57}	u_{58}	u_{59}	u_{60}	u_{61}	u_{62}
	1	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
$\{v\}$	v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6
	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0
$\{s\}$	s_{42}	s_{43}	s_{44}	s_{45}	s_{46}	s_{47}	s_{48}	s_{49}	s_{50}	s_{51}	s_{52}	s_{53}	s_{54}	s_{55}	s_{56}	s_{57}	s_{58}	s_{59}	s_{60}	s_{61}	s_{62}
	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1

Аналогично рассчитываются и неканонические последовательности Касами, складывающиеся из М-последовательностей $\{u\}$ и $\{v\}$, начальные фазы которых не равны 1. Например, в таблице 4 приведена последовательность Касами $\{s_2\}$, образованная сложением M_1-последовательности $\{u_2\}$ с начальной фазой $c_2 = \varepsilon^5$ и M_2-последовательности $\{v_2\}$ с начальной фазой $d_2 = \mu^2$.

ТАБЛИЦА 4. Пример неканонической последовательности Касами $\{s_2\}$

s_0	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8
0	0	1	0	0	0	0	1	0
s_9	s_{10}	s_{11}	s_{12}	s_{13}	s_{14}	s_{15}	s_{16}	s_{17}
1	1	0	0	1	1	1	0	1
s_{18}	s_{19}	s_{20}	s_{21}	s_{22}	s_{23}	s_{24}	s_{25}	s_{26}
1	1	0	1	0	1	1	1	0
s_{27}	s_{28}	s_{29}	s_{30}	s_{31}	s_{32}	s_{33}	s_{34}	s_{35}
1	1	1	1	0	1	1	0	0
s_{36}	s_{37}	s_{38}	s_{39}	s_{40}	s_{41}	s_{42}	s_{43}	s_{44}
0	0	1	1	1	0	0	0	1
s_{45}	s_{46}	s_{47}	s_{48}	s_{49}	s_{50}	s_{51}	s_{52}	s_{53}
1	1	1	0	1	1	1	1	1
s_{54}	s_{55}	s_{56}	s_{57}	s_{58}	s_{59}	s_{60}	s_{61}	s_{62}
0	0	0	1	1	0	0	1	1

Корреляционные свойства последовательностей малого семейства Касами

Рассмотрим корреляционные свойства последовательностей малого семейства Касами на примере вычисленных ранее канонической последовательности $\{s_1\}$ и неканонической последовательности $\{s_2\}$. Необходимо отметить, что при расчете автокорреляционной (АКФ) и взаимокорреляционной (ВКФ) функций необходимо преобразовать последовательности от униполярного вида [1, 0] к биполярному виду [–1, 1].

Вначале определим автокорреляционные свойства последовательностей $\{s_1\}$ и $\{s_2\}$. Апериодическая автокорреляционная функция (АпАКФ) вычисляется по формуле:

$$\text{АпАКФ}_k(\{s\}) = \sum_{i=0}^{N-1-k} s_i s_{i+k},$$

где k – сдвиг относительно исходной последовательности $\{s\}$.

Значения АпАКФ последовательностей $\{s_1\}$ и $\{s_2\}$ приведены на графике (рисунок 1).

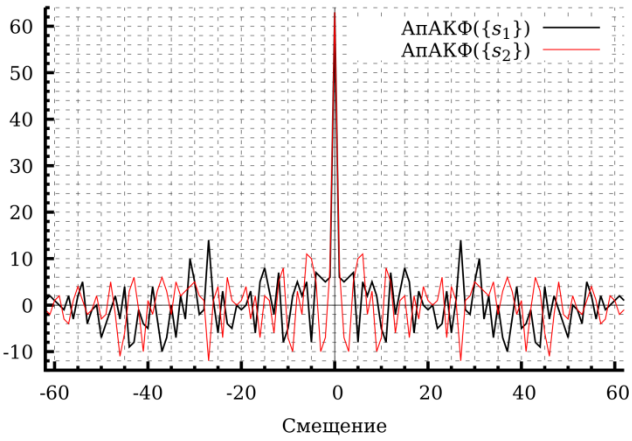


Рис. 1. Значения АпАКФ последовательностей $\{s_1\}$ и $\{s_2\}$

Периодическая автокорреляционная функция (ПАКФ) вычисляется для замкнутой в кольцо последовательности {s} по формуле:

$$\text{ПАКФ}_k(\{s\}) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i s_{(i+k) \bmod N}.$$

Значения ПАКФ последовательностей $\{s_1\}$ и $\{s_2\}$ приведены на графике (рисунок 2).

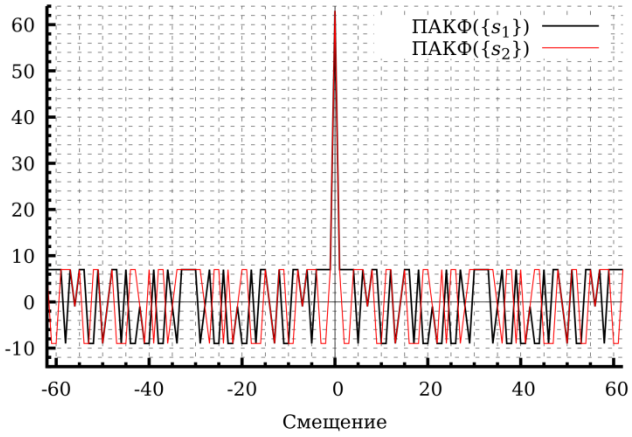


Рис. 2. Значения ПАКФ последовательностей {s_1} и {s_2}

Значения апериодической и периодической ВКФ рассчитываются по аналогичным формулам, в которых рассматривается смещение одной последовательности относительно другой. Графики этих функций для последовательностей {s_1} и {s_2} приведены на рисунке 3.

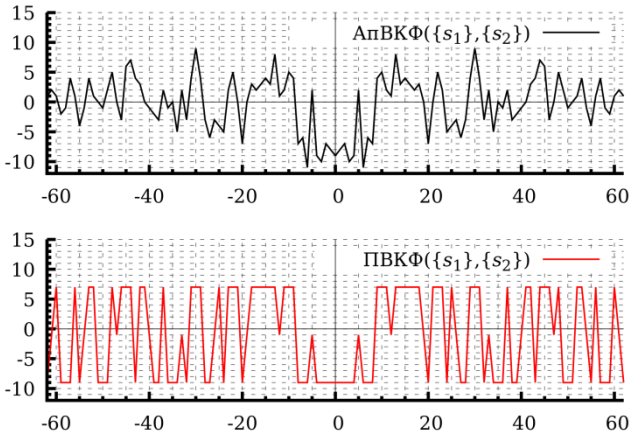


Рис. 3. Значения АпВКФ и ПВКФ последовательностей {s_1} и {s_2}

Рассмотрим декодирование последовательностей малого семейства Касами для двух вариантов систем – синхронной и асинхронной, с использованием двойственного базиса [7].

Декодирование последовательности Касами в синхронной системе

В синхронной системе известны начала принимаемых последовательностей {s}, следовательно при выделении безошибочного 9-элементного участка $(s_i, s_{i+1}, s_{i+2}, s_{i+3}, s_{i+4}, s_{i+5}, s_{i+6}, s_{i+7}, s_{i+8})$ декодеру известно значение индекса i, определяющему месторасположение символа s_i от начала последовательности {s}. Таким образом, зная значение индекса i и коэффициенты двойственного базиса, по принятому безошибочному m-элемент-ному участку, в соответствии с методикой [7], будут определены начальные фазы c и d последовательностей {u} и {v}.

Например, первый же 9-элементный участок канонической последовательности {s_1}, приведенной в таблице 3, принят без ошибок, следовательно $(s_0, s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7, s_8) = (111011011)$. Тогда начальные фазы будут следующие:

$$c = \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_5 + \alpha_6 + \alpha_8 + \alpha_9 =$$
$$= \varepsilon^{14} + \varepsilon^{19} + \varepsilon^{38} + \varepsilon + 1 + \varepsilon^{21} + \varepsilon^{15} = 1 \mod h_1(x);$$

$$d = \beta_1 + \beta_2 + \beta_3 + \beta_5 + \beta_6 + \beta_8 + \beta_9 =$$
$$= \mu + \mu^5 + \mu^3 + 0 + 0 + 1 + \mu^2 = 1 \mod h_2(x).$$

Таким образом, составные последовательности {u} и {v} являются каноническими с начальными фазами $c = 1$ и $d = 1$. Из этого можно сделать очевидный вывод, что только по одному безошибочному m-элементному участку последовательности {s} могут быть определены фазы составных последовательностей, тогда как простые методы обработки по «зачетному» участку и метод Уорда не позволяют это сделать.

Для повышения надежности декодирования последовательностей Касами {s} метод на основы двойственного базиса позволяет применить мажоритарный принцип обработки различных m-элементных участков, в том числе и перекрывающихся. Пусть в принимаемой последовательности из таблицы 2 выделенm-элементный участок $(s_{24}, s_{25}, s_{26}, s_{27}, s_{28}, s_{29}, s_{30}, s_{31}, s_{32}) = (000010011)$,в котором $i = 24$. Поэтому, также безошибочному, участку вычислим начальные фазы последовательностей {u} и {v}:

$$c = \varepsilon^{-24}(\alpha_5 + \alpha_8 + \alpha_9) = \varepsilon^{-24}(\varepsilon + \varepsilon^{21} + \varepsilon^{15}) =$$
$$= 1 \mod h_1(x);$$
$$d = \mu^{-24}(\beta_5 + \beta_8 + \beta_9) = \mu^{-3}(0 + 1 + \mu^2) =$$
$$= 1 \mod h_2(x).$$

То есть, получен тот же результат, что и подтверждает возможность мажоритарного декодирования в канале с ошибками по большинству одинаковых значений c и d.

Пусть теперь принимаемая в синхронной системе последовательность {s} не является канонической, т. е. начальные элементы c и d отличны от 1, и задача декодера состоит в определении их с использованием двойственного базиса.

Для примера выберем неканоническую последовательность {s_2}, приведенную в таблице 4.Выберем в этой последовательности безошибочный участок: $(s_0, s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7, s_8) = (001000010)$ при $i = 0$. Тогда начальные фазы последовательностей {u_2} и {v_2}, формирующих неканоническую последовательность Касами {s_2} (см. таблицу 4), в синхронной системе будут равны:

$$c_2 = \alpha_3 + \alpha_8 = \varepsilon^{38} + \varepsilon^{21} = \varepsilon^5 \mod h_1(x);$$

$$d_2 = \beta_3 + \beta_8 = \mu^3 + 1 = \mu^2 \mod h_2(x).$$

Для проверки мажоритарности метода выберем другой безошибочный участок, например с $i = 53$: $(s_{53}, s_{54}, s_{55}, s_{56}, s_{57}, s_{58}, s_{59}, s_{60}, s_{61}) = (100011001)$.

Расчетные значения начальных фаз c_2 и d_2 для такого участка будут следующие:

$$c = \varepsilon^{-53}(\alpha_1 + \alpha_5 + \alpha_6 + \alpha_9) =$$
$$= \varepsilon^{-53}(\varepsilon^{14} + \varepsilon + 1 + \varepsilon^{15}) = \varepsilon^{-53} \cdot \varepsilon^{58} =$$
$$= \varepsilon^5 \mod h_1(x);$$
$$d = \mu^{-53}(\beta_1 + \beta_5 + \beta_6 + \beta_9) = \mu^{-4}(\mu + 0 + 0 + \mu^2) =$$
$$= \mu^{-4} \cdot \mu^6 = \mu^2 \mod h_2(x).$$

Таким образом, как и было указано ранее, начальными фазами составных последовательностей $\{u_2\}$ и $\{v_2\}$ в синхронной системе будут элементы $c_2 = \varepsilon^5$ и $d_2 = \mu^2$, или двоичные комбинации $(a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5) = (000001)$ и $(b_0, b_1, b_2) = (001)$, которые были установлены на передающей стороне как начальные состояния ячеек модульных регистров, соответствующих многочленам $h_1(x)$ и $h_2(x)$ соответственно.

Декодирование укороченных последовательностей Касами

Использование мажоритарного принципа декодирования последовательностей Касами позволяет использовать укороченные последовательности, которые представляют собой первые K символов исходной последовательности.

При использовании укороченных последовательностей значительно сокращается количество m-элементных участков, по которым вычисляются начальные фазы и производится мажоритарное декодирование. В частности, для них недоступно закольцовывание последовательности. Например, для укороченной последовательности Касами длиной $K = 21$ доступно всего 13 таких участков. В общем случае, для укороченной последовательности длины K можно использовать $K - m + 1$ m-элементных участков. В остальном, принцип декодирования остается тем же самым.

Вероятностные характеристики декодера последовательностей Касами на основе двойственного базиса при синхронном декодировании

Для оценки вероятностных характеристик синхронного декодирования по методу двойственного базиса использовалось моделирование по методу Монте-Карло. В системе математических вычислений GNU/Octave была построена модель системы передачи с моделью канала связи, через которую передавались последовательности Касами, сформированные по случайным образом сгенерированным начальным фазам. На приемной стороне последовательности декодировались и полученные в результате начальные фазы сверялись с исходными и накапливалась статистика.

Моделирование проводилось для двух моделей каналов:

1) Модель двоично-симметричного канала (ДСК).

2) Модель канала АБГШ совместно с двоичной фазовой манипуляцией.

Схемы моделей систем передачи приведены на рисунках 4 и 5 соответственно.

Рис. 4. Модель системы передачи с каналом ДСК

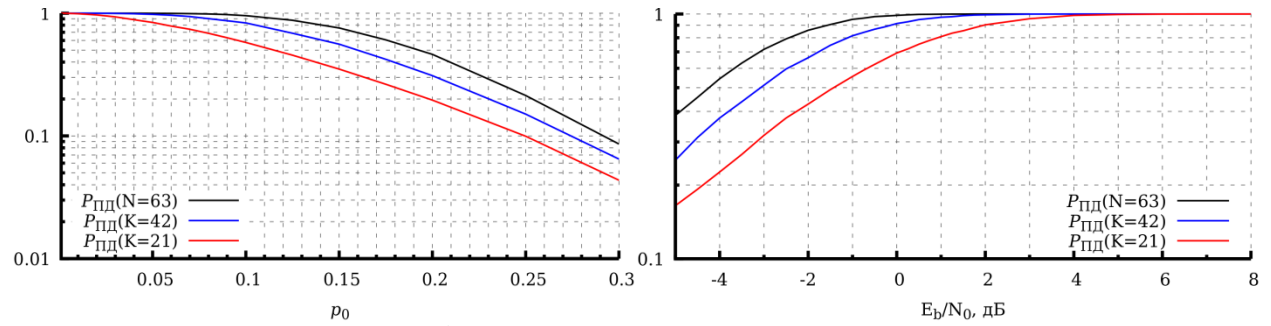
Рис. 5. Модель системы передачи с каналом АБГШ и манипуляцией ФМ-2

При моделировании в той и другой моделях было передано по 20000 последовательностей Касами на каждое значение битовой ошибки в канале ДСК и каждое значение отношения сигнал/шум в канале АБГШ. В результате были получены оценочные значения (т. н. «доли») вероятностей правильного декодирования $P_{ПД}$, неправильного декодирования $P_{НД}$ и отказа в декодировании $P_{ОД}$. Под отказом в декодировании понимается ситуация, при которой в результате мажоритарного декодирования не представляется возможным однозначно определить значение начальной фазы.

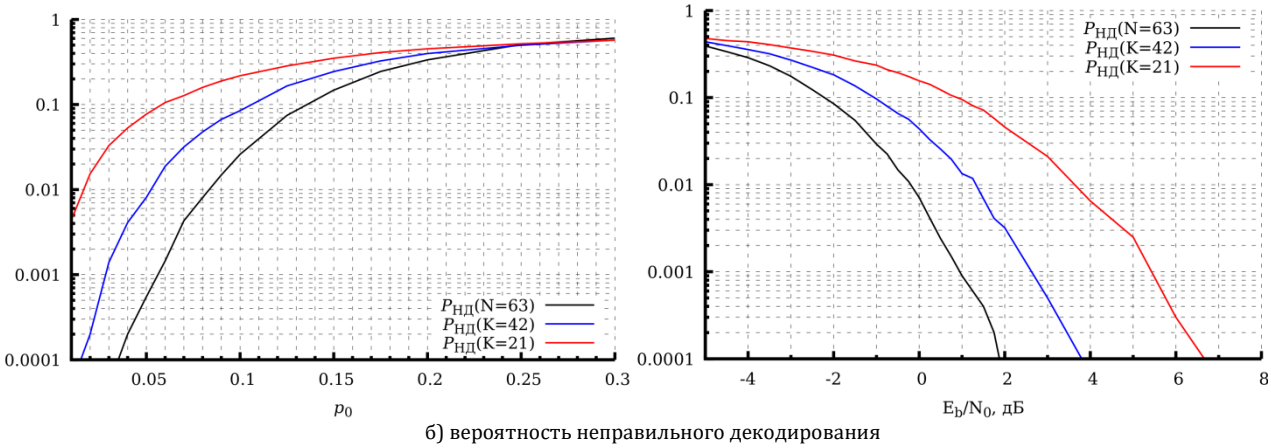
Вероятностные характеристики были определены для полной последовательности Касами длины $N = 63$ и для укороченных последовательностей длиной $K = 21$ и $K = 42$.

На рисунке 6приведены графики вероятностных характеристик (вероятности правильного декодирования, вероятности неправильного декодирования и вероятности отказа от декодирования) декодера последовательностей Касами на основе двойственного баланса при синхронном детектировании для случая канала ДСК и для случая канала АБГШ с манипуляцией ФМ-2.

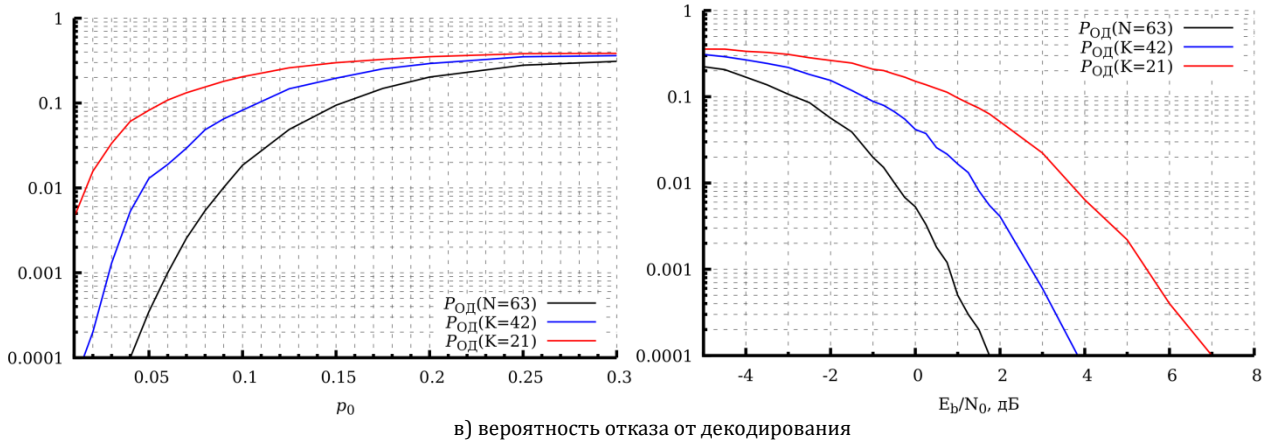
Из приведенных графиков видно, что с укорочением последовательности ухудшаются вероятностные характеристики декодера. Однако в каналах с низкой вероятностью битовой ошибки (с высоким отношением сигнал/шум) использование укороченных комбинаций оправдано.



а) вероятность правильного декодирования



б) вероятность неправильного декодирования



в) вероятность отказа от декодирования

Рис. 6. Графики вероятностных характеристик для случая канала ДСК (слева) и для случая канала АБГШ с манипуляцией ФМ-2 (справа)

Декодирование последовательности Касами в асинхронной системе

Рассмотрим теперь вариант асинхронной системы, когда фаза последовательности $\{u\}$ является фазирующей, а фаза последовательности $\{v\}$ переносит в себе адрес получателя или некоторую другую конфиденциальную информацию, предназначенную только получателю.

Другим заманчивым вариантом может быть асинхронно-адресная система, в которой фаза c последовательности $\{u\}$ является одновременно и фазирующей комбинацией и адресом получателя. Рассмотрим именно такой вариант, при котором в результате декодирования последовательности $\{s\}$ будет определена фазапоследовательности $\{u\}$. Причем, обработка последовательности $\{s\}$ на приеме будет производиться получателями в соответствии с их собственными начальными фазами, т. е. их адресами. В таких асинхронно-адресных системах приемники находятся в режиме «ожидания» и все время пытаются обнаружить предназначенную для них информацию путем идентификации известной им фазы c последовательности $\{u\}$.

Суть декодирования последовательности Касами будет в том, чтобы, зная начальный элемент последовательности $\{u\}$, выделить на приеме L последовательных элементов поля $GF(2^6)$ $(\varepsilon^i, \varepsilon^{i+1}, \varepsilon^{i+2}, \ldots, \varepsilon^{i+L-1})$ и запустить в автономный режим работы модульный генератор элементов поля до окончания последовательности $\{u\}$, что

будет соответствовать вхождению системы в синхронизм с передающим концом. Одновременно будет определена фаза последовательности $\{v\}$, которая будет переносить в себе некоторую другую конфиденциальную информацию, предназначенную только получателю, например, фазу скремблирующей последовательности или фазу широкополосной последовательности, расширяющей спектр, и др.

Рассмотрим этот процесс обнаружения последовательности малого семейства Касами и вхождения приемника в синхронизм для нашего примера при отсутствии ошибок в канале.Пусть получатель пытается обнаружить последовательность Касами при пороге $L = 5$, зная ее начальную фазу $c = \varepsilon^5$. При этом к получателю последовательность поступает с некоторого случайного символа x_1.

Рассмотрим процесс обработки представленного в таблице 5 фрагмента последовательности $\{s\}$.

Проследим обработку с применением двойственного базиса 9-элементных участков, начиная с элемента x_1, с целью обнаружения последовательности $\{u\}$ с начальной фазой $c = \varepsilon^5$ и установления цикловой фазы (таблица 6).

ТАБЛИЦА 5. Фрагмент последовательности {s} для асинхронной обработки

x_1	x_2	x_3	s_0	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8	s_9	s_{10}	s_{11}	s_{12}	…
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	…

ТАБЛИЦА 6. Обнаружение последовательности {u} с применением двойственного базиса

№	9-элементные участки									Обработка с использованием двойственного базиса
	x_1	x_2	x_3	s_0	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	$\varepsilon_1 = \varepsilon^{-5} \cdot \alpha_6 = \varepsilon^{-5} = \varepsilon^{57}$
	0	0	0	0	0	1	0	0	0	
2	x_2	x_3	s_0	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	$\varepsilon_2 = \varepsilon^{-5} \cdot \alpha_5 = \varepsilon^{-5} \cdot \varepsilon = \varepsilon^{58}$
	0	0	0	0	1	0	0	0	0	
3	x_3	s_0	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	$\varepsilon_3 = \varepsilon^{-5}(\alpha_4 + \alpha_9) = \varepsilon^{-5}(\varepsilon^{37} + \varepsilon^{15}) = \varepsilon^{59}$
	0	0	0	1	0	0	0	0	1	
4	s_0	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8	$\varepsilon_4 = \varepsilon^{-5}(\alpha_3 + \alpha_8) = \varepsilon^{-5}(\varepsilon^{38} + \varepsilon^{21}) = 1$
	0	0	1	0	0	0	0	1	0	
5	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8	s_9	$\varepsilon_5 = \varepsilon^{-5}(\alpha_2 + \alpha_7 + \alpha_9) = \varepsilon^{-5}(\varepsilon^{19} + \varepsilon^{22} + \varepsilon^{15}) = \varepsilon$
	0	1	0	0	0	0	1	0	1	
6	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8	s_9	s_{10}	$\varepsilon_6 = \varepsilon^{-5}(\alpha_1 + \alpha_6 + \alpha_8 + \alpha_9) = \varepsilon^{-5}(\varepsilon^{14} + 1 + \varepsilon^{21} + \varepsilon^{15}) = \varepsilon^2$
	1	0	0	0	0	1	0	1	1	
7	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8	s_9	s_{10}	s_{11}	$\varepsilon_7 = \varepsilon^{-5}(\alpha_5 + \alpha_7 + \alpha_8) = \varepsilon^{-5}(\varepsilon + \varepsilon^{22} + \varepsilon^{21}) = \varepsilon^3$
	0	0	0	0	1	0	1	1	0	
8	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8	s_9	s_{10}	s_{11}	s_{12}	$\varepsilon_8 = \varepsilon^{-5}(\alpha_4 + \alpha_6 + \alpha_7) = \varepsilon^{-5}(\varepsilon^{37} + 1 + \varepsilon^{22}) = \varepsilon^4$
	0	0	0	1	0	1	1	0	0	

Таким образом, после обработки восьмого 9-элементного участка будут выделены $L = 5$ последовательных элементов поля, а именно: $1, \varepsilon, \varepsilon^2, \varepsilon^3, \varepsilon^4$ – что свидетельствует об обнаружении ожидаемой последовательности $\{s\}$, в которой составная последовательность $\{u\}$ имеет начальную фазу $c = \varepsilon^5$. Далее, для вхождения в синхронизм, последний выделенный элемент поля $GF(2^6)$, равный ε^4, записывается в модульный регистр многочлена $h_1(x)$, после чего потактово происходит досчет до состояния ε^{54}, которому будет соответствовать прием из канала последнего 9-элементного участка $(s_{54}, s_{55}, s_{56}, s_{57}, s_{58}, s_{59}, s_{60}, s_{61}, s_{62})$. Этому состоянию и будет соответствовать окончание приема последовательности $\{s\}$ как фазирующей для пользователя с начальным элементом последовательности $\{u\}$, равным $c = \varepsilon^5$.

Поясним теперь, как будет определена информационная начальная фаза d второй составной последовательности $\{v\}$ в составе последовательности $\{s\}$ малого семейства Касами. По выделенному последнему безошибочному 9-элементному участку $(s_4, s_5, s_6, s_7, s_8, s_9, s_{10}, s_{11}, s_{12}) = (000101100)$ из таблицы 6, когда пороговый счетчик на $L = 5$ сработает, с помощью коэффициентов β_i двойственного базиса вычисляется соответствующий по времени элемент μ^i поля $GF(2^3)$, образованного многочленом $h_2(x)$. В результате вычисления получим:

$$\mu^i = \beta_4 + \beta_6 + \beta_7 = \mu^2 + 0 + \mu = \mu^6.$$

Запишем полученный элемент в генератор элементов поля $GF(2^3)$ на основе многочлена $h_2(x)$, который начнет потактово работать в автономном режиме до появления в первом регистре состояния ε^{54}. Во втором генераторе в это время окажется некоторый элемент μ^j, умножив его на $\mu^m = \mu^9$, получим искомую информацию, т. е. начальную фазу d последовательности $\{v\}$. В нашем примере $\mu^j = 1$, следовательно, начальная фаза d последовательности $\{v\}$ будет равна $d = \mu^j \cdot \mu^9 = \mu^2; \mod h_2(x)$.

Таким же образом фазы c и d определяются и при наличии ошибок в последовательности $\{s\}$ с тем отличием, что принятие решения относитель-

но фазы *c* будет осуществляться мажоритарно по большинству одинаковых значений при обработке различных 9-элементных участков последовательности {*s*}.

Заключение

В заключение сравним множество последовательностей малого семейства Касами и их корреляционные функции с последовательностями Голда.

Общее количество последовательностей малого семейства Касами зависит от конкретных условий их применения. Если начальная фаза *c* для длинной исходной М$_1$-последовательности {*u*} является фиксированной, например фазирующей, а фаза последовательности {*v*} переносит в себе адрес получателя или некоторую другую конфиденциальную информацию, предназначенную только получателю, то количество различных последовательностей Касами {*s*}, с учетом нулевой последовательности {*v*}, будет равно $2^{\frac{n}{2}} = \sqrt{N_1 + 1}$. В рассматриваемом примере таких различных последовательностей будет 8. Для сравнения, при применении последовательностей Голда с таким же периодом и при тех же условиях количество различных последовательностей будет равно $N_1 + 2$, т. е. 65 для $n = 6$. В общем виде для данного случая количество различных последовательностей Голда превышает количество различных последовательностей малого семейства Касами в $\frac{N_1+2}{\sqrt{N_1+1}} \approx \sqrt{N_1 + 1} = \sqrt{2^n} = 2^{\frac{n}{2}}$ раза. Следовательно, количество информации, передаваемой одной последовательностью Голда по сравнению с последовательностью малого семейства Касами такого же периода N_1, увеличивается в $\frac{\log_2 2^n}{\log_2 2^{\frac{n}{2}}} = 2$ раза. Именно по критерию скорости передачи информации преимущество на стороне последовательностей Голда.

Второй случай относится к системам, в которых формируются последовательности с различными начальными фазами как для длинной исходной М$_1$-последовательности {*u*}, например, адресной в асинхронно-адресных системах, так и в последовательности {*v*}. Тогда при использовании последовательностей Касами количество различных таких последовательностей будет, учитывая и нулевую последовательность {*v*}, равно $N_1 \times (N_2 + 1) = (2^n - 1) \times 2^{\frac{n}{2}} \approx 2^{\frac{3n}{2}}$. Для рассматриваемого в данной статье примера последовательностей Касами это количество будет равно $63 \times 8 = 504$. В то же время, количество различных по фазе последовательностей Голда с таким же периодом (с учетом двух дополнительных, когда последовательность {*u*} или последовательность {*v*} в составной последовательности Голда будет нулевой) будет равно 2^{2n}. Таким образом, количество различных по фазе последовательностей Голда превышает количество различных по фазе последовательностей Касами, как и в первом случае, примерно в $2^{n/2}$ раз. Т. е. преимущество последовательностей Голда над последовательностями малого семейства Касами одинакового периода по информационному выигрышу остается неизменным.

Сравним теперь последовательности Касами и последовательности Голда с одинаковым периодом по *корреляционным* свойствам.

Выше (см. рисунки 2 и 3) представлены полученные путем моделирования, ненормированные периодические автокорреляционные и взаимно корреляционные функции рассматриваемых в статье последовательностей малого семейства Касами. Результаты моделирования подтвердили, что коэффициенты корреляции, как ПАКФ (кроме основного пика), так и ПВКФ, принимают лишь три значения, а именно {–1, – *q*, (*q* – 2)}, где индекс децимации $q = 2^{n/2} + 1$, т. е. для нашего примера {–1, – 9, 7}. В то же время, коэффициенты корреляции для последовательностей Голда такого же периода будут примерно в два раза больше. Так, при таком же периоде $N = 63$ коэффициенты корреляции последовательностей Голда будут {–1, – 17, 15}. Отсюда следует вывод, что корреляционные свойства последовательностей Голда примерно в 2 раза хуже по сравнению с последовательностями малого семейства Касами такого же периода, что обеспечивает более высокую помехоустойчивость последовательностей Касами при их передаче по каналам с ошибками. Таким образом, по критерию корреляции преимущество на стороне последовательностей малого семейства Касами.

Кроме того, помехоустойчивость последовательностей малого семейства Касами по сравнению с последовательностями Голда одинакового периода будет выше благодаря тому, что *m*-элементные участки в последовательностях Голда в 4/3 раза длиннее (в последовательности Касами $m = \frac{3n}{2}$, а в последовательности Голда $m = 2n$). Следовательно, это увеличивает вероятность приема *m*-элементных участков последовательности Голда с ошибками и, тем самым, уменьшает вероятность правильного распознавания последовательности Голда по сравнению с последовательностями Касами при мажоритарной обработке таких последовательностей.

С учетом вышеизложенного можно сделать вывод, что последовательности малого семейства Касами обладают более высокой помехоустойчивостью в сравнении с последовательностями Голда с одинаковым периодом.

Список используемых источников

1. Лосев В.Р., Бродская Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов. М.: Связь, 1979. 302 с.
2. Диксон Р.К. Широкополосные системы. М.: Связь, 1979. 304 с.
3. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
4. Kasami T. Weight Distribution Formula for Some Class of Cyclic Codes. Technical Report R285. April 1966. Illinois: University of Illinois. 32 p.
5. Yefeng H.E., Wenping M.A. Generalized Kasami Sequences: The Small Set // Journal of Computational Information Systems. 2011. No. 7. PP. 4065–4070.
6. Косолапов А.С., Второв А.В. Координатный метод синхронизации и распознавания двоичных составных кодовых последовательностей // Инженерный журнал: наука и инновации. 2014.№ 6(30).17 с.
7. Когновицкий О.С. Двойственный базис и его применение в телекоммуникациях. СПб.: Линк, 2009. 424 с.
8. Sarwate D.V., Pursley M.B. Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences // Proceedings IEEE. Vol. 68. No. 5. May 1980. PP. 583–619.

* * *

THE SMALL SET OF KASAMI SEQUENCES AND THEIR DECODING BASED ON THE DUAL BASIS

S. Vladimirov[1], O. Kognovitsky[1]

[1]The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info
Article in Russian

For citation: Vladimirov S., Kognovitsky O. The Small Set of Kasami Sequences and their Decoding Based on the Dual Basis // Proceedings of Telecommunication Universities. 2018. Vol. 4. Iss. 1. PP. 22–31.

Abstract: *The current development of digital transmission systems increasingly focuses on the use of wideband data transmission methods based, in particular, on the direct sequence spread spectrum (DSSS). The use of wideband signals provides an increase in the efficiency of systems in terms of such indicators as noise immunity, a decrease in the energy of transmitted signals, an increase in the level of stealth of the process of data transmission over a noisy channel, an increase in the efficiency of the phasing system, etc. The most often choice for DSSS are maximum length sequences and Gold sequences, the characteristics and processing methods of which have been studied in sufficient detail and presented in many publications. The article is devoted to the sequences of the small set of Kasami sequences, which have a number of advantages over Gold and maximum length sequences. A new Kasami sequences small set processing approach based on a dual basis is considered.*

Keywords:*Kasami sequence, Kasami sequence small set, dual basis, error probability.*

ЭВОЛЮЦИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИСТЕМ В КОНТЕКСТЕ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЙ

А.А. Гоголь[1]*, **Е.И. Туманова**[1]

[1]Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
*Адрес для переписки: Al.Gogol@mail.ru

Информация о статье
УДК 621.397.132.59
Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Гоголь А.А., Туманова Е.И. Эволюция телевизионных систем в контексте оценки качества видеоизображений // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 32–39.

Аннотация: *В статье рассматриваются этапы развития телевизионных систем и критерии оценки качества изображений. Представлен расчет количества планов (сечений) глубины, основанный на остроте глуби́нного зрения человека, позволяющий оценить качество объемных изображений. Представлены результаты экспериментальных исследований влияния телевизионных и сетевых параметров на качество объемного телевизионного изображения. Показаны пути развития оценки качества видеоинформации в инфокоммуникационных системах.*

Ключевые слова: *критерии, оценка, параметры, качество, объемное изображение.*

Введение

В XX веке телевидение совершило огромнейший скачок в развитии. От механического телевидения мир перешел к электронному, от черно-белого к цветному, от стандартного качества к высокому. Сразу возникла необходимость в оценке качества получаемого изображения. Разрабатывались объективные и субъективные методики, а также стандарты по оценке качества телевизионных изображений.

В декабре 2015 г. в рамках круглого стола «Актуальные задачи развития, управления отечественных телекоммуникаций / ИКТ», организованного Международной академией связи, выступил бывший министр связи СССР (1991 г.) Г.Г. Кудрявцев, который считает, что качество должно оцениваться как: качество связи, качество сетей связи, качество услуг и качество восприятия.

В зависимости от технических параметров телевизионной системы со временем менялись и критерии оценки; однако разрешающая способность изображения при заданной четкости была и остается ее важнейшим параметром. Поэтому эволюция телевизионных систем в контексте оценки качества соответствующих видеоизображений представляет несомненный научный интерес и заслуживает своего исследования.

Критерии оценки качества механического телевидения

В Москве в апреле 1931 г. коллектив лаборатории телевидения Всесоюзного электротехнического института под руководством В.И. Архангельского и П.В. Шмакова осуществил экспериментальную радиопередачу сигналов изображения в Ленинград, а с октября 1931 г. начались регулярные передачи изображения по немецкому стандарту 30 строк (1200 элементов, учитывая соотношение сторон кадра 3х4), 12,5 кадров в секунду на волне 379 м и звука на волне 720 м [1]. Так называемое механическое телевидение было основано на системе Нипкова (рисунок 1) [2].

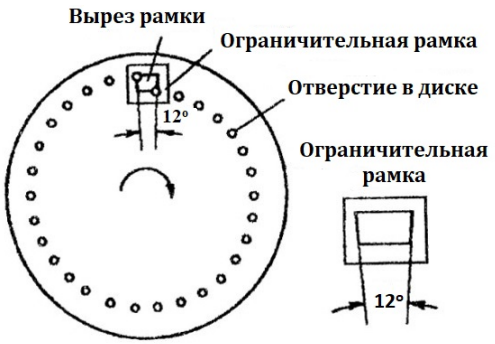


Рис. 1. Диск Нипкова

Немецкий инженер Пауль Нипков запатентовал оптико-механическое устройство, состоящее из непрозрачного диска большого диаметра, по внешнему краю которого располагались отверстия по спирали Архимеда. Каждое отверстие соответствовало строке, а количество строк развертки изображения определялось количеством отверстий в диске. В зависимости от модификации устройства существовали системы с количеством строк разложения от 30 до 120.

Благодаря техническим достижениям после 1935 г. были разработаны механические системы на 180 строк и более. Однако такие недостатки оптико-механического телевидения как низкая четкость, малый размер экрана и слабая яркость изображения предопределили ее судьбу. Эти системы просуществовали до начала Второй мировой войны, уступив электронным системам с лучшими параметрами.

Критерии оценки качества электронного телевидения

Борис Львович Розинг, первый ученый, реализовавший на практике работу электронного телевидения, родился в Санкт-Петербурге в 1869 году. В 1891 г. с отличием закончил физико-математический факультет Санкт-Петербургского университета. Поисками способа электрической передачи изображения в Технологическом институте Санкт-Петербурга, где он работал с 1892 года, Розинг занимался несколько лет. Еще в 1907 году он подал первую в мире заявку на патентование электронного телевидения. В силу различных причин открытие Розинга оказалось по достоинству оценено в первую очередь за рубежом: изобретение было запатентовано в 1908 году в Англии и в 1909 г. в Германии, и лишь в 1910 г. – в России.

Но главной датой в жизни Розинга – ученого является 9(22) мая 1911 года. В этот день Борису Львовичу удалось успешно передать и получить точное изображение на экране пока еще простейшего устройства, бывшего прототипом кинескопа современного телевизора, которое ученый назвал «электрическим телескопом». Опыт Розинга состоял в следующем. Используя электронный луч, на экране осциллографической электронно-лучевой трубки появлялось изображение, которое состояло из 4 белых полос на черном фоне. Среди тех, кто помогал Розингу в проведении опыта, был тогда еще студент Санкт-Петербургского Технологического института Владимир Зворыкин – именно его, а не Розинга через несколько десятилетий назовут отцом телевидения, хотя в основе работы всех воспроизводящих телевизионных устройств лежал принцип, открытый Борисом Львовичем.

Через год, в 1912 г., за свой успешный опыт Борису Львовичу была присуждена Золотая медаль русского технического общества, а также премия имени К.Г. Сименса, что было отражено в протоколах собраний Русского технического общества. Талантливый ученый получил заманчивое предложение из США, где ему предлагали все условия для дальнейшей научной работы, но Розинг отказался, не считая правильным продавать результаты своих научных трудов иностранцам.

В 1938 г. в Советском Союзе начались передачи электронного телевидения с четкостью 343 строки. Первый стандарт электронного телевизионного вещания в СССР с разложением на 441 строку был принят 27 декабря 1940 г. [3]; однако просуществовал недолго. В 1948 г. Московский телецентр был переведен на стандарт 625 строк.

На кафедре ЛЭИС им. проф. М.А. Бонч-Бруевича под руководством проф. П.В. Шмакова с начала 50-х годов проводились исследовательские работы по созданию одновременной совместимой системы цветного телевидения. В 1956 г. аппаратура была перевезена в Москву для демонстрации ее работы специалистам и членам правительства. В 1958 г. делегатам XI Исследовательской комиссии Международного консультативного комитета по радио в Москве и Ленинграде были продемонстрированы результаты работы по цветному телевидению, получившие высокую оценку. Дальнейшие работы по внедрению цветного телевизионного вещания проводились во ВНИИ телевидения (Ленинград).

В 60-х годах XX века из множества систем цветного телевидения были приняты: NTSC, PAL и SECAM. Систему SECAM (625 строк, 50 Гц) – разработку советских и французских специалистов – кроме СССР и Франции предпочли страны Восточной Европы, Африки и Азии. Систему PAL (525 строк, 50 Гц), разработанную в Германии, выбрали страны Западной Европы, Австралии, частично Азии и Африки. Американская система NTSC (525 строк, 60 Гц) использовалась в Японии, Канаде и странах Латинской Америки. Регулярные передачи по системе SECAM начались в нашей стране 1 октября 1967 г.

Для оценки качества видеоизображений был специально разработан государственный стандарт СССР [4], который устанавливал лабораторные методы субъективной оценки качества цветных телевизионных изображений при разработке и исследовании телевизионных вещательных систем и отдельных телевизионных устройств.

Критерии оценки качества цифрового телевидения

Следующим этапом развития телевидения в мире стал переход на цифровое вещание. В соответствии с Рекомендацией МСЭ-Р [5] все предлагаемые стандарты (1080/24/1:1, 1080/25/1:1, 1080/30/1:1, 1080/50/1:1, 1080/60/1:1, 1080/50/2:1 и 1080/60/2:1) основываются на едином формате изображения, предусматривающем 1080 активных

строк в кадре с 1920 отсчетами по горизонтали в активной части строки. Формат 16:9 предусматривает формирование квадратной структуры отсчетов (соответствует квадратным элементам изображения на экране), обычно используемой в компьютерной практике. В Рекомендации установлен единый универсальный формат построчного разложения ТВЧ-изображения (телевидения высокой четкости) на 1080 активных строк при частоте кадров 24 Гц, принятой в кинематографе (формат 24P).

В октябре 1997 г. Ассамблея радиосвязи МСЭ приняла большой пакет мировых стандартов в области телевидения высокой четкости, цифрового программного телевидения, цифрового наземного телевещания и т.д.

Научно-исследовательский институт телевидения в рамках проекта технического регламента 032 «О безопасности средств связи» разработал пять стандартов в области цифрового широкоформатного телевидения. Они утверждены Агентством по техническому регулированию и метрологии Российской Федерации и вступили в действие с 1 декабря 2010 г. Национальные стандарты устанавливают основные параметры и общие требования к перспективным цифровым широкоформатным телевизионным системам [6-9].

Параллельно был разработан государственный стандарт [10] для цифрового вещательного телевидения, в соответствии с которым вводятся измерительные сигналы цифрового телевизионного канала передачи с учетом параметров цифровой телевизионной вещательной системы, а также определяет методы контроля структуры цифрового транспортного потока со сжатием.

В соответствии с Федеральной целевой программой «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009-2018 годы» переход от аналогового к цифровому телевизионному вещанию на территории нашей страны должен произойти до октября 2018 г.

Стандарты и методы оценки качества

Оценка качества изображения может быть проведена как объективными методами, так и субъективными. Каждый из них имеют свои достоинства и недостатки.

Объективную оценку проводят с помощью программных и аппаратных средств. В качестве метрик для оценки, как правило, используют следующие критерии: пиковое отношение сигнал/шум (PSNR, *от англ.* Peak Signal to Noise Ratio), индекс передачи медиа (MDI, *от англ.* Media Delivery Index), оценка качества видео (VQM, *от англ.* Video Quality Metric), оценка качества движущихся изображений (MPQM, *от англ.* Moving Pictures Quality Metric) и индекс структурного сходства (SSIM, *от англ.* Structural Similarity Index).

Субъективная или экспертная оценка проводится, как правило, с группой лиц для качественно/количественной оценки свойств объекта. Методики субъективной оценки в зависимости от исследуемого контента и поставленной задачи разделяют по используемому методу на следующие: метод оценки непрерывного качества одного входного сигнала (SSCQE, *от англ.* Single Stimulus Continuous Quality Evaluation), метод двойного входного сигнала с использованием шкалы ухудшения (DSIS, *от англ.* Double-Stimulus Impairment Scale), метод с двумя источниками воздействия и непрерывной шкалой качества (DSCQS, *от англ.* Double Stimulus Continuous Quality Scale), метод непрерывной оценки с двумя источниками непрерывного воздействия (SDSCE, *от англ.* Simultaneous Double Stimulus For Continuous Evaluation), метод усредненной субъективной оценки (MOS, *от англ.* Mean Opinion Score) и метод попарного сравнения (PC, *от англ*. Paired Comparisons).

В свое время широкое распространение получила интегральная оценка качества, предложенная М.В. Антипиным [11]. Интегральный критерий качества численно выражается некоторым функционалом $Q \le 1$, представляющим собой произведение n сенсорных характеристик зрительного анализатора $q_i \le 1$:

$$Q = \prod_{i=1}^{n} q_i.$$

Каждая сенсорная характеристика соответствует i-му показателю качества изображения (зашумленности, резкости, контрасту и т.д.) и представляет собой зависимость данного показателя, оцениваемого рядом наблюдателей по принятой в психофизике субъективной шкале отношений, от некоторой объективно измеряемой величины. Данный метод не получил дальнейшего применения из-за сложности процедуры оценки, а также же из-за одинакового весового соотношения всех сенсорных характеристик [12].

Основные работы в области стандартизации методов оценки качества видео проводятся Европейским институтом по стандартизации в области телекоммуникаций (ETSI, *от англ.* European Telecommunications Standards Institute), Международным союзом электросвязи (ITU, *от англ.* International Telecommunication Union), Группой экспертов по качеству видео (VQEG, *от англ.* Video Quality Experts Group). Результатами этих работ стали рекомендации, описывающие основные параметры видео нового поколения и его оценки, а также новые стандарты и методы кодирования видеоконтента.

Критерии оценки качества объемных изображений

Устройств отображения изображений с каждым днем становится все больше; вместе с ними увели-

чивается и количество видов видеоизображений, которые позволяют решить научно-прикладные задачи, с которыми стандартные 2D видеоизображения не могут справиться. К такому виду относятся, например, объемные изображения, которые позволяют проводить операции на мозге, обучать в виртуальных лабораториях, ощущать эффект присутствия на театральной или балетной постановке и т.д. Под термином объемные изображения, как правило, понимают изображения, способные создавать иллюзию объема, реалистичности наблюдаемой сцены, например, стереоскопические изображения, виртуальная и дополненная реальность, видео 360 (панорамное видео).

Виртуальная реальность (VR, *от англ.* virtual reality) – это имитация трехмерного мира, созданная с использованием специальных технических средств, субъектом которого является человек [13]. Другим видом применения виртуальных технологий является дополненная реальность (AR, *от англ.* augmented reality). Она позволяет в режиме реального времени совмещать существующее физическое изображение цифровыми данными. Примером дополненной реальности может служить выводимые на экран монитора схемы размера поля при телевизионной трансляции спортивного матча.

Для погружения в мир виртуальной реальности используются соответствующие устройства: стереоскопические очки, шлемы, аппаратные средства, сферы виртуальной реальности. Наиболее популярными на данный момент являются виртуальные шлемы Oculus Rift [14], Samsung Gear VR [15] или обычная карточная коробка Google Cardboard [16], в которую вставляют смартфон. Сравнение параметров этих устройств представлено в таблице 1 [17].

ТАБЛИЦА 1. Характеристики воспроизведения видео в виртуальных шлемах

Платформа	Кодек	Разрешение	FPS	Средняя битовая скорость, Мбит/с
Gear VR	h.265	3840×2160	30	10 – 20
Cardboard Android	h.264 (Baseline, level 4.2)	3840×2160	30	20 – 30
Cardboard iOS	h.264 (Baseline, level 3.1)	1920×1080	30	10 – 14
Oculus Rift	h.265 / h.264	4096×4096	60	40 – 60

Качество воспринимаемого изображения, а также реалистичность восприятия виртуального трехмерного пространства зависят от следующих факторов: глубина сцены, сложность графики окружающей среды, реалистичность моделирования взаимодействия пользователя с трехмерной средой, звуковое сопровождение и т.д.

В виртуальной реальности происходит имитация трехмерной среды через наблюдение воспроизводимого видеоизображения. От того, насколько качественным данное изображение, будет зависеть эффект погружения в виртуальную среду. Под качеством изображения в данном случае понимается реалистичность и глубина воспроизводимой среды с наиболее высоким ощущением реализма.

Следующим параметром, влияющим на различие в восприятии между реальной и виртуальной средой, является поле зрения. Поле зрения человека в горизонтальной плоскости, в отличие от вертикальной, где оно постоянно и равно 135°, может принимать различные значения [18]. При восприятии окружающего мира одним глазом поле зрения человека в горизонтальной плоскости равно 150°, а при бинокулярном обзоре – 200°. Из этого следует, что даже существующие виртуальные шлемы со 180° обзора не смогут обеспечить полное совпадение с реальным миром. При использовании виртуального шлема возникает визуальный феномен, который имеет название тунельное зрение [19]. Оно характерно ограничением поля зрения, в том числе периферийного зрения. Периферийное зрение передает в мозг информацию о скорости движения и расстоянии до объектов, в то время как центральное зрение дает лишь приблизительную оценку скорости движущегося объекта на основе изменения размера или угла параллакса между глазами. По этой причине разработчики виртуальных сред стараются расположить основные объекты сцены в центре.

Для создания систем объемного телевидения высокого качества необходимо использовать психологию зрительного восприятия пространства, в том числе остроту стереозрения или глубинную остроту. По методике [20] определено, что 97.3 % из 188 студентов-биологов, участвовавших в эксперименте по оценке стереоостроты, заметили горизонтальную диспаратность при 138″ (2.3′) или меньше. В ходе эксперимента было выявлено, что 80 % испытуемых обладают стереоостротой 1′, а 20 % испытуемых не могли определить глубину менее 30″.

Так как восприятие глубины окружающего мира человеком определяется в основном глубиной его поля зрения, то связав это значение с разрешающей способностью глаза по глубине, можно определить максимальную частоту воспроизведения кадров для объемных изображений.

Принимая значения ближней границы области наблюдения (R_1) человека равным 1,5 метра [21] и дальней границы (R_2) области наблюдения – 60 метров [22], можно определить глубину воспринимаемого изображения в фокусе:

$$\Delta R \approx R_2 - R_1 = 60 - 1{,}5 = 58{,}5 \text{ м}. \quad (1)$$

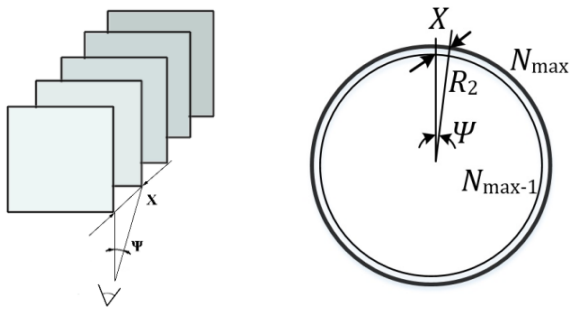
Если предположить, что глаз – это приемник, а наблюдаемая сцена является воспроизводящим устройством, как изображено на рисунке 2, то можно считать, что угловая разрешающая способность глаза по глубине будет равна расстоянию между слоями сцены, или в случае передающей системы – планами (сечений) глубины (N_{max}). Чтобы рассчитать данное значение, необходимо глубину поля зрения разделить на глубинную разрешающую способность глаза, выраженную в метрах:

$$N\,\max = \frac{\Delta R}{x}. \qquad (2)$$

Из рисунка 2б, видно, что x – это расстояние между последним N_{max} и предпоследним планом (сечением) глубины (N_{max}–1), выразим остроту зрения глаза в метрах. Для этого рассчитаем длину дуги x:

$$x = \frac{2\pi r\psi}{360°} = R_2\psi, \qquad (3)$$

где ψ – острота зрения по глубине.



а) б)

Рис. 2. Определение требуемого количества планов (сечений) глубины

Подставляя значение x в формулу 2, при остроте глубинного зрения 1′ получим:

$$N\,\max \approx \frac{\Delta R}{x} = \frac{R2 - R1}{R_2\psi} = \frac{58{,}5}{60\ \cdot\ 0.00029} = 346.$$

При остроте глубинного зрения равном 2′ количество планов сечений глубины будет равно:

$$N\,\max \approx \frac{\Delta R}{x} = \frac{R2 - R1}{R_2\psi} = \frac{58{,}5}{60\ \cdot\ 0.00058} = 1681.$$

Таким образом, для максимального качества воспроизведения объемного изображения требуемое количество планов сечений глубины полного кадра объемного изображения, определяемое зрительным аппаратом человека, составляет 3462 плана.

Для определения зависимости качества объемного изображения от количества воспроизводимых планов сечений глубины с различной остротой глубинного зрения человека авторами был проведен следующий эксперимент.

Как известно, для стандартного (двумерного) телевидения был определен формат кадра, геометрические размеры которого представляют собой прямоугольник (формат кадра $k = b/h = 4/3$), в соответствии со строением и характеристиками сетчатки глаза и его оптической системы. Тогда для трехмерного телевидения устройство воспроизведения должно иметь форму параллелепипеда. Конфигурацию данного устройства можно представить следующим образом: если расположить два монитора под углом 90° друг относительно друга, то на монитор «X» должно подаваться фронтальное изображение, а на монитор «Z» планы сечений глубины полного кадра объемного изображения.

На телевизор, который в данном эксперименте выступает в качестве монитора «Z», воспроизводящего планы сечений глубины, выводится набор изображений с предварительно внесенными изменениями. В качестве материала для оценки используется набор статических изображений разрешением 3840x2160, содержащий белые и черные вертикальные линии: 3840, 1920, 1280, 960, 768, 640, 480, 384, 256, 96, 30.

Эксперт в соответствии с Рекомендацией [23] становился на расстояние просмотра 1186.0 мм и под углом 20° к плоскости экрана телевизора. Участники по одному просматривали и определяли различия между следующими друг за другом изображениями, оценивая путем ответа, присутствует изменение в изображении или нет [24]. Общее количество экспертов составило 15 человек (8 женщин и 7 мужчин) от 18 до 65 лет; средний возраст 26 лет. Предварительно перед проведением испытаний у экспертов было проверено глубинное зрение и определено его значение; диапазон составил от 1′ до 3′.

Экспериментальное исследование проводилось в лабораторных условиях. Тестовые изображения воспроизводились на телевизор LG 60UH620V (3840x2160, 60", LED); результаты экспериментальных исследований представлены на рисунке 3.

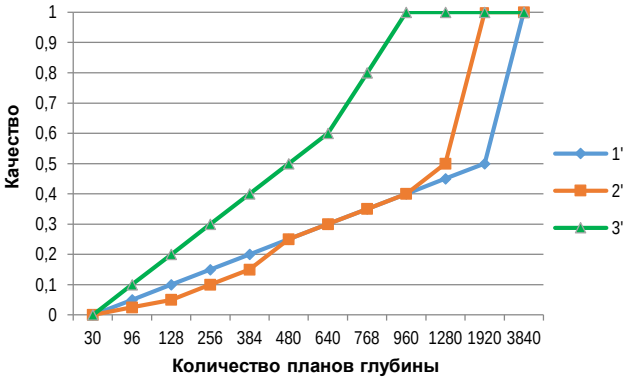


Рис. 3. Зависимость качества изображения от количества планов (сечений) глубины

Исходя из полученных результатов, можно сделать вывод, что при количестве планов сечений глубины равном 3840 достигается максимальное значение качества изображения. Если человек обладает глубинной остротой зрения 2′, то для достижения максимального качества достаточно меньшее количество планов – 1920. Таким образом, значения, полученные экспериментально, корреляруют с рассчитанными теоретически.

Критерии оценки качества инфокоммуникационных сетей

В соответствии с Рекомендацией МСЭ-Р [25] основными параметрами оценки, в том числе видеоконтента, передающегося по инфокоммуникационным сетям, являются: количество потерянных пакетов, полоса пропускания сети, джиттер и т.д. Однако другая рекомендация МСЭ-Р [26] определяет иные параметры оценки: яркость, контрастность, разрешающая способность и т.д. То есть, одно и то же видеоизображение может быть оценено по совершенно разным параметрам.

Для определения зависимости влияния данных параметров на результат оценки качества воспроизводимого изображения были проведены экспериментальные исследования [27]. Использовалось 9 видеопоследовательностей (стереоскопическая стереопара левая, 1920x1080p, частота кадров 30 кадр/с) с соответствующими искажениями, но с одинаковым содержанием, а именно: различные виды спорта, в т.ч. замедленные и быстрые движения, в которых заранее были ухудшены «сетевые» (потеря пакетов в заданном диапазоне – 1,5 %, 2 %, 3 %, а также ограничение пропускной способности – 9.5 Мбит/с, 10 Мбит/с, 11 Мбит/с) и «телевизионные» (400 ТВЛ, 300 ТВЛ, 200 ТВЛ) параметры.

Исследование проводилось в соответствии с Рекомендацией МСЭ-R BT.2021 «Методы субъективной оценки систем стереоскопического 3D телевидения» в лабораторных условиях. Экспертами выступали студенты. В качестве метода субъективной оценки использовался PC. В соответствии с методикой видеопоследовательности, предварительно прошедшие через «сетевые» и «телевизионные» системы, сравнивались попарно. Наблюдатели оценивали, какой элемент из пары предпочтителен в контексте данного сценария испытаний. Испытываемые системы комбинировались во всех возможных сочетаниях, и все пары последовательностей были предъявлены экспертам в двух возможных порядках следования изображений.

На рисунке 4а приведены результаты оценки глубины, когда сначала демонстрировались изображения с различной четкостью, а затем с различным количеством потерянных пакетов; на рисунке 4б – результаты оценки при обратном представлении последовательностей. На рисунке 5а приведены результаты оценки, когда сначала исследователи наблюдали изображения с различной четкостью изображения, а после с различной пропускной способностью; на рисунке 5б – наоборот.

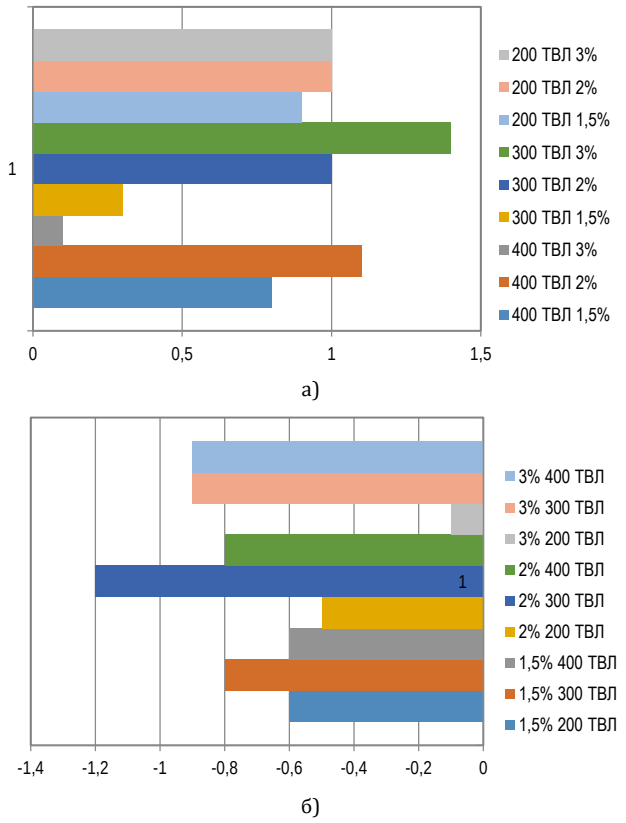


Рис. 4. Оценка глубины изображения при различных значениях четкости и количестве потерянных пакетов

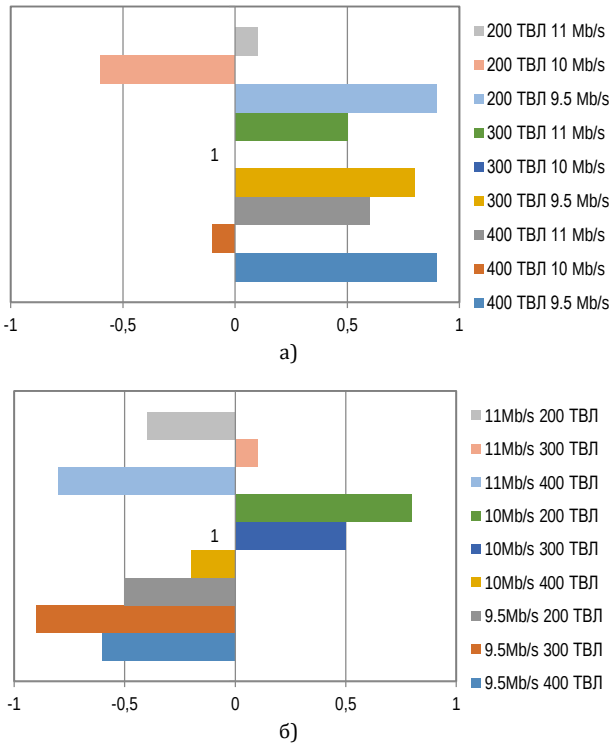


Рис. 5. Оценка глубины изображения при различных значениях четкости и пропускной способности сети

По результатам эксперимента можно сделать вывод, что при разработке протоколов для передачи объемных изображений необходимо учитывать не только сетевые, но и телевизионные параметры.

Современная оценка качества информации

В современном мире происходит стирание границ между областями наук. Например, тип контента при оценке его качества по сетевым параметрам не имеет особого значения, так как любая информация вне зависимости от содержания преобразуется в пакеты для дальнейшей передачи по инфокоммуникационным сетям.

А.К. Цыцулин в своей работе [28] рассматривает математические теории связи К. Шеннона, в которых формализовано понятие качества синтаксической информации. Им доказано, что максимум качества переданной информации достигается при минимуме информационного риска, включающего ненадежность канала (потерю полезной информации) и избыточную (фоновую) информацию.

М.И. Кривошеев считает, что следующим поколением телевизионного вещания станет ТВ высокой четкости с улучшенным объемным звуковым сопровождением [29].

Существует мнение, что уже в ближайшем будущем объемное телевидение заменит 2D телевидение: «Приход в наши квартиры объемного телевидения – вопрос времени. Переход от обычного телевидения к объемному будет подобен переходу от черно-белого телевидения к цветному», – П.С. Варгин [30].

Продолжаются исследования в работе мозга и восприятии информации. Исследования в области нейронауки показали, что сетчатку глаза человека можно представить в форме трехслойной карты световых рецепторов, включая ганглиозные клетки, аксоны которых простираются от сетчатки до таламуса. Клетки таламуса затем передают сигнал в первичную зону зрительной коры – затылочную зону и далее в различные области головного мозга. Разрешение после прохождения затылочной зоны падает, поскольку зрительные карты высших уровней реагируют на более абстрактные стимулы, такие как лица и объекты, а также связаны с сетями, контролирующими внимание, эмоции и даже, возможно, принятие решений [31]. Это означает, что при оценке качества изображений должны учитываться не только технические параметры системы, но и содержание контента.

Заключение

Способов представления видеоинформации с каждым днем становится все больше, так же, как и способов ее передачи. Качество одного и того же контента оценивают по несвязанным между собой параметрам. Существующие субъективные оценки качества изображений учитывают только общее впечатление от просмотренного видео, не определяя критерии оценки качества глубины изображения, комфорта, реалистичности. Поэтому необходимо проведение дальнейших экспериментов и исследований по изучению субъективных факторов восприятия глубины, искажений, чрезмерного напряжения зрения, качества, естественности присутствия и т.д. Так же требуется разработка новых стандартов оценки качества в связи с новыми техническими средствами воспроизведения информации: шлемы виртуальной реальности, смартфоны и т.д. Необходимо, в том числе, решить вопрос использования методов для оценки качества видеоинформации в режиме реального времени.

Список используемых источников

1. Джакония В.Е., Гоголь А.А., Друзин Я.В. и др. Телевидение: учебник для вузов / Под ред. В.Е. Джаконии. М.: Радио и связь, 2000. 640 с.

2. Маковеев В.Г. От черно-белого телевидения к киберпространству. Музей телевидения и радио в Интеренете. URL: http://www.tvmuseum.ru

3. ГОСТ 60-40. Телевидение. Основные параметры телевизионного вещания.

4. ГОСТ 26320-84. Оборудование телевизионное студийное и внестудийное. Методы субъективной оценки качества цветных телевизионных изображений.

5. Rec. ITU-R BT.709-3 (1998). Parameter Values for the HDTV Standarts for FOR Production and International Programme Exchange.

6. ГОСТ Р 53533. Цифровое телевидение высокой четкости. Основные параметры цифровых систем телевидения высокой четкости. Общие требования.

7. ГОСТ Р 53534. Цифровое телевидение высокой четкости. Аналоговые и цифровые представления сигналов. Цифровые интерфейсы. Технические требования.

8. ГОСТ Р 53535. Цифровая система телевидения высокой четкости. Измерительные сигналы. Методы измерений. Общие требования.

9. ГОСТ Р 53540. Цифровое телевидение. Широкоформатные цифровые системы. Основные параметры. Аналоговые и цифровые представления сигналов. Параллельный цифровой интерфейс.

10. ГОСТ Р 52592–2006. Тракт передачи сигналов цифрового вещательного телевидения. Звенья тракта и измерительные сигналы. Общие требования.

11. Антипин М.В. Интегральная оценка качества телевизионного изображения. Л.: Наука, 1970. 382 с.

12. Грязин Г.Н. Основы и системы прикладного телевидения: учеб. пособие для вузов / Под ред. Н.К. Мальцевой. СПб.: Политехника, 2011. 274 с.

13. Красильников Н.Н. Цифровая обработка 2D- и 3D-изображений: учебное пособие. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 608 с.
14. www.oculus.com
15. www.samsung.com
16. https://vr.google.com/cardboard/
17. www.purplepillvr.com/best-encoding-settings-resolution-for-4k-360-3d-vr-videos/
18. Валюс Н.А. Стереоскопия. М.: Изд-во Академии наук СССР, 1963. С. 30.
19. Alan B. Craig, William R. Sherman, Jeffrey D. Will. Developing Virtual Reality Applications: Foundations of Effective Design // Oxford, UK, Elsevier Inc. 2009. P. 284.
20. Coutant B.E., Westheimer G. Population Distribution of Stereoscopic Ability // Ophtal. Physiol. Opt. 1993. Vol. 13. № 1. P. 3–7.
21. Психофизиология: учебник для вузов. 4-е изд. М.: ИНФРА–М, 1998, С. 57–72.
22. Recommended Standard Procedures for the Clinical Measurement and Specification of Visual Acuity. Report of Working Group 39. Committee on Vision. Assembly of Behavioral and Social Sciences, National Research Council, National Academy of Sciences, Washington, D.C. 1980.
23. Standard THX 1138, THX Lucasfilm Ltd. 1982.
24. Отчет МСЭ-R BT.1082.
25. Rec. Y.1540 (2016). Internet Protocol Data Communication Service. IP Packet Transfer and Availability Performance Parameters.
26. Rec. ITU-R BT.709 (2015). Parameter Values for the HDTV Standards for Production and International Programme Exchange.
27. Гоголь А.А., Туманова Е.И. Оценка влияния телевизионных и сетевых параметров на качество объемных изображений // Актуальные проблемы инфокоммуникаций в науке и образовании: сборник научных статей VI международной научно-технической и научно-методической конференции: в 4 томах. СПбГУТ. 2017. Т. 1. С. 138-143.
28. Цыцулин А.К., Зубакин А.И. Концепция качества информации в теории связи // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2016. № 4 (27). С. 19–25.
29. Кривошеев М.И. Скачки в восприятии ТВ. URL: www.comnews.ru/node/99784
30. Варгин П.С. Объемное телевидение – взгляд из России. Часть 2 // Broadcasting. Телевидение и радиовещание. 2007. № 7. С. 34–39.
31. Мозг, познание, разум: введение в когнитивные нейронауки.: в 2 частях. / Под ред. Б. Баарса, Н. Гейдж. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2014. Ч. 2. 126 с.

* * *

THE EVOLUTION OF TELEVISION SYSTEMS IN THE CONTEXT OF VIDEO QUALITY ESTIMATION

A. Gogol[1], **E. Tumanova**[1]

[1]The Bonch-Bruevich State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info
Article in Russian

For citation: Gogol A., Tumanova E. The Evolution of Television Systems in the Context of Video Quality Estimation // Proceedings of Telecommunication Universities. 2018. Vol. 4. Iss. 1. PP. 32-39.

Abstract: *The article considers the stages of the television systems development and the corresponding quality assessment criteria. The article reviews a method to improve the quality of three-dimensional image by the calculation of the number of depth plans based on the statistical data of stereo threshold. The results of experimental studies of the television and network parameters influence on the three-dimensional television image quality are presented. There are different ways of the video information estimation development within infocommunication systems in future.*

Keywords: *criterion, estimation, parameters, quality, three-dimensional image.*

ТЕХНОЛОГИЯ НАРАЩИВАНИЯ СТРУКТУРЫ ПОЛЕВОЙ ТРАНСПОРТНОЙ СЕТИ МЕТОДОМ РАЗВЕРТЫВАНИЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ

И.И. Горай[1], **Д.А. Журавлёв**[1*], **Г.А. Прасько**[1]

[1]Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация
*Адрес для переписки: ZhuravlevDmitriy84@yandex.ru

Информация о статье
УДК 621.396.4
Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Горай И.И., Журавлёв Д.А., Прасько Г.А. Технология наращивания структуры полевой транспортной сети методом развертывания дополнительных линий // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 40–46.

Аннотация: *В статье рассмотрена последовательность решения задачи восстановления структуры сети методом добавления ребер. Указаны возможные варианты формирования алгоритмов с учетом целого ряда характеристик сети: числа независимых маршрутов, структурной живучести, времени и вероятности доставки сообщений, суммарного числа остовных деревьев и др. Приведен пример, поясняющий последовательность решения конкретной задачи восстановления структуры сети.*

Ключевые слова: *маршрут, корреспондирующие узлы, транспортная сеть, граф, узел, остовные деревья, вероятность доставки, время доставки, сообщение.*

Задача построения структуры полевой транспортной сети связи является важнейшей, поскольку наличие именно структуры позволяет решить и ряд других связанных с ней задач, а именно:

– определение структурной живучести сети;

– определение маршрутов между выделенными корреспондирующими узлами связи и алгоритмов маршрутизации;

– выработка рекомендаций по решению потоковой задачи;

– оценка эффективности применимости той или другой технологии;

– решение задач резервирования и управления.

Все перечисленные и ряд других задач, как правило, задаются в качестве исходных требований. В случае невыполнения одного из требований происходит возврат к задаче построения структуры. В общем случае процесс построения структуры полевой транспортной сети носит итерационный характер и останавливается, когда найдено решение, удовлетворяющее всем требованиям.

Предположим, требуется построить структуру сети, удовлетворяющую требованию по наличию трех независимых маршрутов между корреспондирующими узлами. При этом базовая структура сети (ее основная часть) задана.

Решение задачи включает комплекс оценок по связности сети, времени и вероятности доставки сообщений между корреспондирующими узлами. Данная задача чаще всего может возникнуть в динамике решения по связи, например, при восстановлении сети.

Очевидно, что в условиях, когда часть сети сохраняется, и если она не устраивает заданным требованиям, то улучшение ее структурной надежности может достигаться только за счет введения дополнительных (резервных) линий связи. В самом общем виде решение задачи может формулироваться как введение в заданный на определенный момент сети таких линий, которые обеспечивали бы:

– образование между выделенными корреспондирующими узлами минимум трех независимых маршрутов, $n \geq 3$;

– структурную живучесть и надежность направлений связи не хуже заданной;

– максимизацию (при оценке структурной живучести всей сети через суммарное число) остовных деревьев.

При этом линии могут иметь ограничения на длину, время развертывания и пропускную способность.

В сетях связи специального назначения, которые строятся с использованием различных телекоммуникационных технологий, важными являются такие характеристики, как пропускная способность направлений связи и время доставки сообщений. Известно, что при большом количестве исходных данных и предъявляемых требований, задача может быть чрезвычайно сложной, и в ряде случаев возникает необходимость вводить временные ограничения на окончание процесса подготовки исходных данных и получение результатов. При этом необходимо оценить сложность используемых расчетных алгоритмов, время, затрачиваемое на подготовку исходных данных, а также наличие пробных вариантов формулировки и решения задач данного класса. Возвращаясь к вопросу построения структуры полевой транспортной сети связи, следует понимать, что сформулированная задача состоит в изменении структуры сети, в ее улучшении за счет добавления линий связи (ребер сети).

Тогда при подготовке исходных данных (особенно при ограниченном времени) заранее должны быть установлены расстояния между ближайшими узлами, между которыми, предположительно, будут развертываться линии, а также выполняться требования по оценке параметров сети, которые предстоит улучшить.

Рассмотрим два варианта разработки исходных данных.

Первый вариант. Нетрудно предположить, что при появлении нарушении структуры сети могут появляться корреспондирующие узлы, для которых $n < 3$. В этом случае претендентами для развертывания дополнительных линий являются именно ребра, инцидентные этим узлам. Если решается задача частичного восстановления структуры и обеспечения для каждой корреспондирующей пары трех независимых маршрутов, то множество конкурентных ребер будет состоять из ребер инцидентных узлам, для которых $n < 3$. Следует заметить, что имеет смысл сравнить структуру сети до повреждения линий и ту, которую предстоит восстановить. Анализ этой ситуации может подсказать наиболее рациональное решение.

Таким образом, множество конкурентных линий будет состоять из тех, которые должны развертываться от узлов с $n < 3$. Поскольку решается многокритериальная задача, то в дальнейшем требуется выполнить определенные действия.

1) С помощью алгоритма Дейкстры [1] определить число независимых маршрутов между корреспондирующим узлом с $n < 3$ и всеми другими. Если оно увеличивается, то выполнить такую же процедуру для всех конкурирующих ребер. Алгоритм относится к классу полиномиальных; сложность для различных типов графа не хуже $0(n^2)$.

2) Составить множество ребер, которые позволяют увеличить на единицу число независимых маршрутов от узла с $n < 3$.

3) Для каждых из трех независимых маршрутов (образованных с участием добавленного ребра) рассчитать структурную живучесть всех восстановленных направлений связи. Расчет производить с использованием простейших формул, которые приведены в примере.

4) Оценить улучшение общей связности сети для каждого варианта с помощью суммарного числа остовных деревьев. Существует ряд алгоритмов решения данной задачи. В статье используется алгоритм подсчета числа остовных деревьев с помощью матрицы Кирхгофа [2]; алгоритм имеет полиномиальную сложность $0(n^2)$.

5) Применяя алгоритм многокритериальной оптимизации [3, 4] и используя все принятые в п. 2) варианты введения дополнительных ребер, определить лучший вариант (варианты).

Следует заметить, что в сетях связи специального назначения могут учитываться и ряд других обстоятельств, влияющих на принятие окончательного решения, а именно:

– время развертывания вводимых в эксплуатацию линий;

– соответствие линии принятой в сети телекоммуникационной технологии;

– необходимая величина пропускной способности и др.

Второй вариант. Структура сети изменяется, но для всех корреспондирующих узлов справедливо условие $n \geq 3$. Для формирования множества заменяемых ребер важно уяснить, какие из ребер сети были повреждены, а также какие из ребер в первоначальном варианте структуры встречались наибольшее число раз в формировании трех независимых маршрутов между всеми корреспондирующими узлами. Если нарушения структуры небольшие и важно восстановить только число независимых маршрутов, то данное множество ребер можно принять за исходное и продолжить решение. Однако если требования по связи изменились (например, сменились места корреспондирующих пар узлов), то задача требует знания ситуации на данный момент, т. е. числа независимых маршрутов между корреспондирующими узлами. В этом случае решение о введении резервных линий должно выполняться в последовательности, изложенной в первом варианте.

Далее, на основе конкурентного множества вариантов x_i размещения дополнительных линий связи на сети формируется множество альтернатив $X = \{x_i\}_{i=1}^{N}$, где N – количество вариантов размещения. Если число вариантов и, главное, способов их оценки больше двух, то решается задача выбора наилучшего.

Для оценки эффективности той или иной альтернативы, как правило, существует множество показателей качества. Варианты размещения дополнительных линий на сети характеризуются, прежде всего, такими показателями, как:

– максимальное время доставки сообщений между корреспондирующими узлами $t_д$;

– вероятность доставки сообщений между корреспондирующими узлами $p_д$;

– протяженность формируемых дополнительных маршрутов l;

– число оставных деревьев A, образуемых после введения дополнительной линии связи.

Выбор наилучшего варианта размещения дополнительной линии связи на сети представляет собой задачу многокритериальной оптимизации. Из множества альтернатив X необходимо выбрать такую x_i, чтобы векторный критерий $\boldsymbol{F}(x_i) = (F_1(x_i)\,F_2(x_i)\,F_3(x_i)\,F_4(x_i))^T$ с частными критериями $F_i(x)\,(i = \overline{1,4})$, был оптимальным:

$$\boldsymbol{F}(x_i) = (F_1(x_i) \quad F_2(x_i) \quad F_3(x_i) \quad F_4(x_i))^T \to \text{optim},$$

где $F_1(x_i)$ – максимальное время доставки сообщений между корреспондирующими узлами; $F_2(x_i)$ – вероятность доставки сообщений между корреспондирующими узлами; $F_3(x_i)$ – структура формируемых дополнительных маршрутов; $F_4(x_i)$ – число оставных деревьев, образуемых после введения дополнительной линии связи.

Для решения задачи многокритериальной оптимизации задаются отношения предпочтений $\succ_X$.

Решение x_j будет доминировать над x_k:

$$(x_j \succ x_k), \text{ если } \boldsymbol{F}(x_j) \succ \boldsymbol{F}(x_k).$$

В противном случае: $(\boldsymbol{F}(x_j) \prec \boldsymbol{F}(x_k))$ и $x_j \prec x_k$.

Альтернативы x_j и x_k несравнимы, если не выполняется ни соотношение $\boldsymbol{F}(x_j) \succ \boldsymbol{F}(x_k)$, ни соотношение $\boldsymbol{F}(x_j) \prec \boldsymbol{F}(x_k)$. При этом считается, что $\boldsymbol{F}(x_j) \succ \boldsymbol{F}(x_k)$, если для всех компонентов вектора $\boldsymbol{F}(x_i) = (F_1(x_i) \quad F_2(x_i) \quad F_3(x_i) \quad F_4(x_i))^T$ выполняются соотношения:

$$\begin{cases} F_1(x_j) \le F_1(x_k) \\ F_2(x_j) \ge F_2(x_k) \\ F_3(x_j) \le F_3(x_k)' \\ F_4(x_j) \ge F_4(x_k) \end{cases}$$

и хотя бы одно из них строгое.

Для более удобного представления решения задачи многокритериальной оптимизации локальные критерии $F_1(x_i) \to \min$ и $F_3(x_i) \to \min$ сводятся к максимизации обратным знаком: $-F_1(x_i) \to \max$, $-F_3(x_i) \to \max$. Тогда оптимальным будет такое решение x_i^*, при котором векторный критерий обращается в максимум:

$$\boldsymbol{F}(x_i^*) = (-F_1(x_i^*) \quad F_2(x_i^*) \quad -F_3(x_i^*) \quad F_4(x_i^*))^T \to \max.$$

В большинстве случаев в первую и во вторую очередь учитывают время $t_д$, а также вероятность доставки сообщений $p_д$ между корреспондирующими узлами, а в третью и четвертую соответственно – структуру маршрутов l и связность сети A (число образуемых остовных деревьев).

При решении проблемы выбора наилучшего варианта размещения дополнительных линий в полевой транспортной сети связи установлены следующие условия: $t_д \le t_д^*$, $p_д \ge p_д^*$, $l \to \min$ и $A \to \max$.

Время доставки сообщения зависит от структуры маршрута, выбранной технологии передачи и коммутации сигналов (пакетная, канальная) и определяется как:

$$T_т = T_р + T_{пк} + T_{пр} + T_б,$$

где $T_т$ – требуемое время доставки сообщения; $T_р$ – время распространения сигнала по направляющей среде; $T_{пк}$ – время на преобразование сигнала; $T_{пр}$ – задержка на прохождение сигнала одного узла коммутации; $T_б$ – задержка сигнала в буфере джитере.

Вероятность доставки сообщений на маршруте рассчитывается как $p_n = p_i p_j$, где p_n – вероятность доставки сообщения на n-ом маршруте; p_i – вероятность доставки сообщения по i-ой линии; p_j – вероятность доставки сообщения по j-ой линии.

Вероятность доставки сообщений в сети для трех независимых маршрутов рассчитывается как:

$$p_c = p_1(1-p_2)(1-p_3)+p_2(1-p_1)(1-p_3)+p_3(1-$$
$$- p_1)(1-p_2)+p_1p_2(1-p_3)+p_1p_3(1-p_2)+p_2p_3.$$

Для решения поставленной задачи полевая транспортная сеть связи представляется в виде неориентированного графа G с множеством вершин $X = \{x_1, x_2, \ldots, x_n\}$, в качестве которых выступают сетевые узлы и станции, а также ребер $U = \{u_{ik}\}$, в качестве которых выступают линии связи. Каждой линии присваивается вес в виде значения их длинны, и составляется матрица смежности $A = \|a_{ik}\|$.

В приведенном ниже примере решение задачи начинается с определения множества линий, которые могут быть развернуты за требуемое время с помощью существующих средств и выбора одного ребра из этого множества. Далее, для заданной пары узлов (для которых $n < 3$) вычисляются маршруты между ними, например, с помощью, алгоритма Дейкстры [2]; при этом на каждом этапе расчета из графа исключаются ребра (линии связи) и узлы, задействованные при построении предыдущего маршрута доставки сообщений, и снова вычисляется кратчайший маршрут и т.д.

Если между корреспондирующими узлами число независимых маршрутов n не удовлетворяет условию $n \ge 3$, то производится замена предыдущей линии на другую, соответствующую заданным требованиям и ограничениям, например, по

скорости и затратам сил и средств. Далее процесс повторяется, начиная с работы алгоритма Дейкстры до установления факта $n \geq 3$.

Следует иметь ввиду, что если степень хотя бы одного из корреспондирующих узлов A и B графа сети равна 2, то при условии, что требуется обеспечить $n \geq 3$, развертываемая линия связи должна начинаться с этого узла. Для представленной на рисунке 1 сети таким узлом является корреспондирующий узел x_{16} (B).

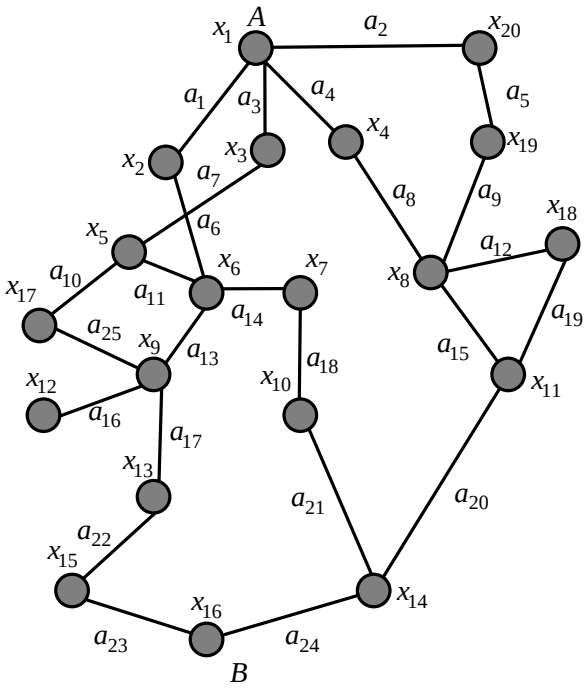


Рис. 1. Вариант полевой транспортной сети связи

В ряде случаев, если позволяет время, то дополнительно можно просмотреть и оценить некоторое множество вариантов введения (использования) развертываемых линий связи. Для этого требуется ввести определенное множество линий, и для каждой из них, при условии $n \geq 3$, сформировать множество конкурентных вариантов.

Решим задачу размещения дополнительных линий связи на конкретном примере.

Пример. На рисунке 1 задана полевая транспортная сеть связи, в которой необходимо обеспечить между корреспондирующими узлами x_1 (A) и x_{16} (B) не менее трех независимых маршрутов доставки сообщений. Исходные данные, ограничения и допущения следующие: время доставки сообщения $p_д \leq 150$ мс; $T_р = 3$ мкс/км; $T_{пк}$ для речепреобразования 40 мс; $T_{пр} = 30$ мс; $T_б = 20$ мс; ресурс сил и средств позволяет построить линию длинной не более 70 км. Вероятность доставки сообщений по линиям $p_д$:

$$a_1 = 0{,}97;\ a_2 = a_3 = 0{,}99;\ a_4 = 0{,}98;$$
$$a_5 = 0{,}97;\ a_6 = 0{,}98;\ a_7 = 0{,}97;$$
$$a_8 = 0{,}99;\ a_9 = 0{,}99;\ a_{10} = 0{,}98;$$
$$a_{11} = 0{,}97;\ a_{12} = 0{,}98;\ a_{13} = 0{,}99;$$
$$a_{14} = 0{,}97;\ a_{15} = 0{,}97;\ a_{16} = 0{,}99;$$
$$a_{17} = 0{,}96;\ a_{18} = 0{,}98;\ a_{19} = 0{,}99;$$
$$a_{20} = 0{,}98;\ a_{21} = 0{,}99;\ a_{22} = 0{,}95;$$
$$a_{23} = 0{,}97;\ a_{24} = 0{,}99;\ a_{25} = 0{,}97;$$

а для прокладываемых линий:

$$a_{26} = 0{,}99 \text{ и } a_{27} = 0{,}99.$$

Длина линий в км, представлена в матрице (1):

$$A = \begin{vmatrix}
0 & 40 & 20 & 20 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 40 \\
40 & 0 & 0 & 0 & 0 & 30 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
20 & 0 & 0 & 0 & 40 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
20 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 40 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 40 & 0 & 0 & 20 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 20 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 30 & 0 & 0 & 20 & 0 & 15 & 0 & 20 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 15 & 0 & 0 & 0 & 35 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 40 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 15 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 15 & 25 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 20 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 20 & 40 & 0 & 0 & 0 & 20 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 35 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 40 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 15 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 50 & 0 & 0 & 0 & 35 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 20 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 40 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 30 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 40 & 50 & 0 & 0 & 0 & 0 & 35 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 30 & 0 & 0 & 35 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 35 & 35 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 20 & 0 & 0 & 0 & 20 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 15 & 0 & 0 & 35 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 25 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 20 \\
40 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 20 & 0
\end{vmatrix}. \quad (1)$$

В случае невыполнения условия $n \geq 3$ следует выбрать оптимальный вариант прокладки дополнительной линии. Таблица смежности сети $A = \|a_{ik}\|$ записана в (1). С использованием алгоритма Дейкстры вычисляются маршруты доставки сообщений между корреспондирующими узлами; результаты вычислений представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Характеристика маршрутов

Номер маршрута	Задействованные узлы связи	Задействованные линии связи	Протяженность линий в маршруте, км	Общая протяженность маршрута, км
1	$x_1, x_4, x_8, x_{11}, x_{14}, x_{16}$	$a_4, a_8, a_{15}, a_{20}, a_{24}$	20, 40, 15, 50, 35	160
2	$x_1, x_2, x_6, x_9, x_{13}, x_{15}, x_{16}$	$a_1, a_6, a_{13}, a_{17}, a_{22}, a_{23}$	40, 30, 20, 40, 30, 35	195

На рисунке 2 маршруты доставки сообщений изображены пунктирной линией с соответствующими обозначениями 1 и 2 соответственно.

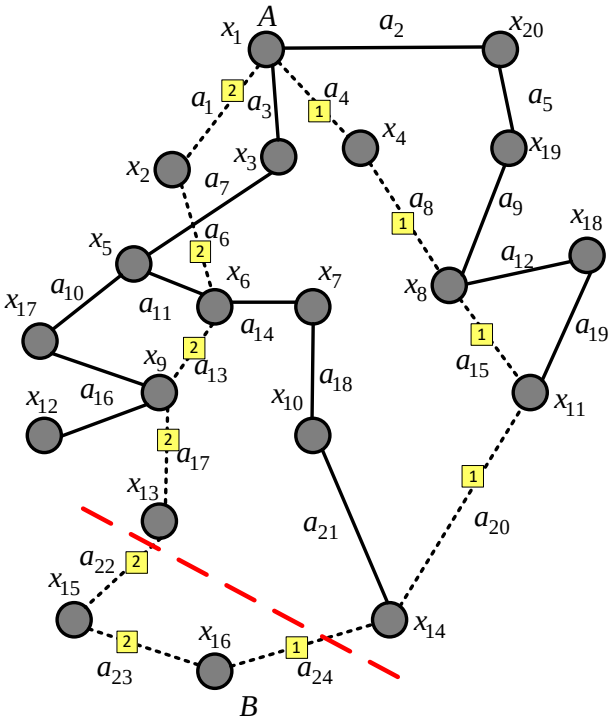


Рис. 2. Маршруты в полевой транспортной сети связи

Из рисунка 2 видно, что «узким» местом (показано пунктирной линией) является сечение сети между узлами x_{13} и x_{14}. Степень узла x_{16} (B) равна двум, что не позволяет удовлетворить требованию $n \geq 3$, поэтому все дополнительные линии связи должны быть инцидентны узлу x_{16} (B) (начинаться с этого узла).

С учетом заданного ограничения на ресурс выбраны возможные 4 варианта прокладки дополнительных линий, которые представлены в таблице 2 и на рисунке 3. Для наглядности линии, задействованные при построении первого и второго маршрута, на рисунке 3 исключены.

ТАБЛИЦА 2. Характеристика вариантов третьего маршрута

Вариант прокладки	Задействованные узлы связи	Задействованные линии связи	Протяженность линий в маршруте, км	Общая протяженность маршрута, км	Дополнительная линия (линии)
1	$x_1, x_3, x_5, x_{17}, x_9, x_{13}, x_{16}$	$a_3, a_7, a_{10}, a_{25}, a_{26}, a_{27}$	20, 40, 20, 20, 40, 30	170	x_9–x_{13}, x_{13}–x_{16} (40, 30 км)
2	$x_1, x_3, x_5, x_6, x_7, x_{10}, x_{16}$	$a_3, a_7, a_{11}, a_{14}, a_{18}, a_{26}$	20, 40, 20, 15, 35, 60	190	x_{10}–x_{16} (60 км)
3	$x_1, x_3, x_5, x_{17}, x_9, x_{12}, x_{16}$	$a_3, a_7, a_{10}, a_{25}, a_{16}, a_{26}$	20, 40, 20, 20, 20, 60	180	x_{12}–x_{16} (60 км)
4	$x_1, x_3, x_5, x_6, x_7, x_{10}, x_{14}, x_{16}$	$a_3, a_7, a_{11}, a_{14}, a_{18}, a_{21}, a_{26}$	20, 40, 20, 15, 35, 40, 35	207	x_{14}–x_{16} (35 км)

Номер маршрута указан на линии в прямоугольнике, а ее вариант – в скобках (см. рисунок 3). Некоторые линии имеют несколько номеров, поскольку используются в различных вариантах.

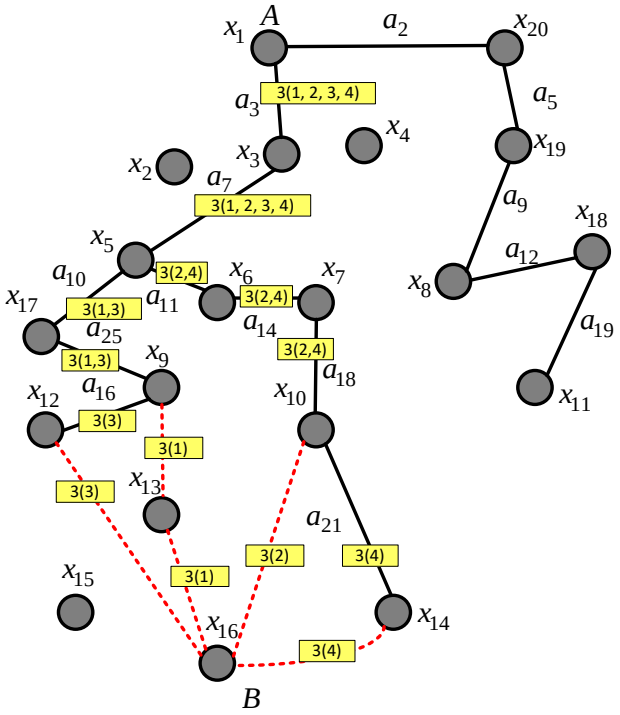


Рис. 3. Варианты прокладки дополнительной линии в полевой транспортной сети связи

Расчет времени доставки сообщений по каждому варианту прокладки дополнительной линии для третьего маршрута представлены в таблице 3.

ТАБЛИЦА 3. Время доставки сообщений

Номер варианта прокладки	1	2	3	4
$t_д$, мс	270,51	270,57	270,54	300,62

Будем считать, что условие $t_д \leq t_д^*$ выполняется на всех маршрутах.

Расчет вероятности доставки сообщений по маршрутам и в сети в целом после введения дополнительной линии представлен в таблице 4.

ТАБЛИЦА 4. Вероятность доставки сообщений

Номер варианта прокладки	1-ый маршрут	2-ой маршрут	3-ий маршрут 1-ый вариант	3-ий маршрут 2-ой вариант	3-ий маршрут 3-ий вариант	3-ий маршрут 4-ый вариант
$p_д$ маршрута	0,885	0,832	0,894	0,876	0,894	0,867
$p_с$ сети	Без дополнительных линии (без 3 маршрута) 0,981		0,996	0,9974	0,996	0,9971

Оценка изменения (улучшения) общей связности сети осуществляется через расчет и оценку величины числа остовных деревьев. Число остовных деревьев для каждого варианта представлено в таблице 5.

ТАБЛИЦА 5. Число остовных деревьев

Вариант прокладки линии	Число остовных деревьев
Без дополнительной линии	3373
1	218269
2	52872
3	9941
4	93459

Выбор варианта прокладки линии связи в рассматриваемой сети, представленной на рисунке 1, осуществляется путем многокритериальной оценки.

Векторные критерии, полученных альтернатив x_1, x_2, x_3 и x_4 в пространстве критериев принимают следующие значения:

$$\begin{cases} \boldsymbol{F}(x_1) = (-270{,}51 \quad 0{,}996 \quad -170 \quad 218269)^T, \\ \boldsymbol{F}(x_2) = (-270{,}57 \quad 0{,}9974 \quad -190 \quad 52872)^T, \\ \boldsymbol{F}(x_3) = (-270{,}54 \quad 0{,}996 \quad -180 \quad 9941)^T, \\ \boldsymbol{F}(x_4) = (-300{,}62 \quad 0{,}9971 \quad -207 \quad 93459)^T. \end{cases}$$

Множество возможных вариантов размещения $X_S = \{x_1,\ x_2,\ x_3,\ x_4\}$ дискретно и конечно. Таким образом, использовав алгоритм попарного сравнения альтернатив в критериальном пространстве и аксиому Парето (в терминах решений) [5], сформировано множество Парето-оптимальных решений X_P.

На первом шаге сравнивается альтернатива x_1 со всеми остальными решениями. Решения x_1 и x_2 несравнимы, также как не сравнимы и решения x_1 и x_4. Однако решение x_1 доминирует над решением x_3. Следовательно, решение x_3 исключается из множества возможных решений X_S. Таким образом, X_S преобразуется в $X'_S = \{x_1,\ x_2,\ x_4\}$.

На втором шаге сравнивается альтернатива x_2 со всеми остальными решениями. Решения x_2 и x_4 несравнимы, следовательно, из множества возможных решений X'_S ничего не исключается. Полученное множество возможных решений $\{x_1,\ x_2,\ x_4\}$ состоит из недоминируемых альтернатив и является Парето-оптимальным: $X_P = \{x_1,\ x_2,\ x_4\}$.

Полученное множество Парето-оптимальных решений X_P состоит из трех альтернатив, из которых необходимо выбрать единственное эффективное решение. Для решения этой задачи используется метод идеальной точки [5], для чего все компоненты векторных критериев $\boldsymbol{F}(x_1)$, $\boldsymbol{F}(x_2)$ и $\boldsymbol{F}(x_4)$ приводятся к нормированным величинам.

Векторные критерии Парето-оптимальных решений X_P с нормированными компонентами принимают следующие значения:

$$\begin{cases} \boldsymbol{F}'(x_1) = (-0.899 \quad 0.996 \quad -0.821 \quad 1)^T \\ \boldsymbol{F}'(x_2) = (-0.9 \quad 1 \quad -0.87 \quad 0.242)^T \\ \boldsymbol{F}'(x_4) = (-1 \quad 0.999 \quad -1 \quad 0.428)^T \end{cases}.$$

Определив идеальную точку как вектор, состоящий из максимальных значений каждого показателя качества, получим:

$$\boldsymbol{F}_{\text{ид}} = \left(\max_{x\in X_P} F_1(x) \quad \max_{x\in X_P} F_2(x) \quad \max_{x\in X_P} F_3(x) \quad \max_{x\in X_P} F_4(x)\right)^T.$$

Тогда решением задачи многокритериального выбора будет считаться альтернатива, от которой евклидово расстояние до идеальной точки в пространстве критериев минимально:

$$\left\|\boldsymbol{F}'(x^*) - \boldsymbol{F}_{\text{ид}}\right\| \to \min,\ \ x^* \in X.$$

Отсюда следует, что евклидовы расстояния между идеальной точкой и векторными критериями оказываются равными:

$$\begin{aligned} \left\|\boldsymbol{F}'(x_1) - \boldsymbol{F}_{\text{ид}}\right\| &= 0.004 \\ \left\|\boldsymbol{F}'(x_2) - \boldsymbol{F}_{\text{ид}}\right\| &= 0.7596. \\ \left\|\boldsymbol{F}'(x_4) - \boldsymbol{F}_{\text{ид}}\right\| &= 0.6078 \end{aligned}$$

Следовательно, решение x_1, обладающее в пространстве критериев наименьшим расстоянием до идеальной точки, является оптимальным.

Таким образом, для представленной на рисунке 1 полевой транспортной сети, дополнительную линию в соответствии с выбранными критериями целесообразно проложить между узлами $x_9 - x_{13}$ (40 км) и $x_{13} - x_{16}$ (30 км), что удовлетворяет заявленным ограничениям на ресурс сил и средств (70 км).

На последнем этапе следует определить требуемую величину пропускной способности направлений связи с узлом B, а также канальную емкость развертываемой линии связи.

Заключение

Рассмотренная в статье технология наращивания структуры полевых транспортных сетей методом развертывания дополнительных линий является актуальной, так как задача обеспечения их структурной живучести, совместно с обеспечением

трех независимых маршрутов между выделенными узлами, является одной из важнейшей. Это продиктовано целым рядом обстоятельств.

Во-первых, структура сети является динамичным объектом, который подвергается изменениям и наряду с перераспределением потоков должна решаться задача восстановления сети.

Во-вторых, полевая транспортная сеть связи характеризуется частыми изменениями мест расположения корреспондентов, что требует постоянного мониторинга ее параметров и особенно проверки обеспечения трех независимых маршрутов при любом изменении корреспондирующих пар узлов.

И в-третьих, сеть может строиться с использованием различных телекоммуникационных технологий (с коммутацией пакетов и каналов). Наличие в структуре сети трех независимых маршрутов является дополнительной гарантией того, что при любой из выбранных технологий время доставки сообщений будет уменьшено.

Кроме того, как показывает практика эксплуатации полевых транспортных сетей, наиболее эффективным способом решения заявленной в статье задачи является введение (построение) дополнительных линий.

Предложенная в статье технология наращивания структуры полевых транспортных сетей методом развертывания дополнительных линий, как показывает приведенный пример, может использоваться в сетях связи специального назначения, динамика функционирования которых в наибольшей степени приводит к смене топологии, а, следовательно, и к смене маршрутов доставки сообщений между корреспондирующими узлами. Кроме того, учет в технологии дополнительных параметров позволяет сформировать набор конкурентных вариантов и с использованием методов многокритериальной оптимизации выбрать наилучший.

Список используемых источников

1. Кристофидес Н. Теория графов. Алгоритмический подход. М.: Издательство «Мир», 1978. 432 с.
2. Алексеев В.Е., Таланов А.В. Графы и алгоритмы. М.: Национальный Открытый Университет «ИНТУИТ», 2016. 154 с.
3. Ногин В.Д. Принятие решений в многокритериальной среде: количественный подход. М.: Физматлит, 2002. 144 с.
4. Ланнэ А.А., Улахович Д.А. Многокритераиальная оптимизация. Л.: ВАС, 1984. 94 с.
5. Михалевич В.С., Волкович В.Л. Вычислительные методы исследования и проектирования сложных систем. М.: Наука, 1982. 288 с.

* * *

TECHNOLOGY OF THE FIELD TRANSPORT NETWORK BUILDING BY METHOD OF ADDITIONAL LINES'S DEPLOYING

I. Gorai[1], **D. Zhuravlev**[1], **G. Prasko**[1]

[1]Telecommunications Military Academy,
St. Petersburg, 194064, Russian Federation

Article info
Article in Russian

For citation: Gorai I., Zhuravlev D., Prasko G. Technology of the Field Transport Network Building by Method of Additional Lines's Deploying // Proceedings of Telecommunication Universities. 2018. Vol. 4. Iss. 1. PP. 40-46.

Abstract: *The sequence of solving the problem of restoring the network structure by adding edges article are described. Possible variants of the algorithms taking into account a number of characteristics of a network: the number of independent routes, structural survivability, timing and certainty of message delivery, the total number of spanning trees - are specified. An example illustrating the sequence of a specific task restore the network structure is given.*

Keywords: *route, corresponding nodes, communication network,* graph, node, *spanning trees, delivery probability, delivery time, message.*

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ СИНТЕЗА БИЛИНЕЙНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ ЭНЕРГИИ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОМ ПРОСТРАНСТВЕ (обзор)

С.В. Дворников[1*]

[1]Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация
*Адрес для переписки: practicdsv@yandex.ru

Информация о статье
УДК 621.391
Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Дворников С.В. Теоретические основы синтеза билинейных распределений энергии нестационарных процессов в частотно-временном пространстве: обзор // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 47–60.

Аннотация: *Рассмотрены теоретические предпосылки перехода к описаниям нестационарных процессов на основе их совместных частотно-временных распределений энергии. Обоснованы причины перехода к совместным формам частотно-временных описаний. Показана роль и место функции Вигнера в классе распределений Коэна. Приведены аналитические выражения и результаты экспериментов.*

Ключевые слова: *частотно-временные распределения, распределение Вигнера, обработка нестационарных процессов, аналитический сигнал, распределения класса Коэна.*

Введение

Методы обработки нестационарных процессов на основе совместного представления их энергии одновременно в частотном и временном пространствах, разработанные Л. Коэна [1], к середине 90-х годов прошлого столетия трансформировались в стройную теорию частотно-временных распределений (ЧВР) [2], более известную в России как теория совместного частотно-временного анализа [3-5]. Основные положения теории синтеза и обработки ЧВР достаточно хорошо проработаны и широко используются в практических приложениях радиотехники [6-27].

Дальнейшим развитием ЧВР явились билинейные аффинные распределения [20, 28-30], формируемые на основе кратномасштабных преобразований вейвлетов. К текущему моменту детально исследовано множество различных форм ЧВР, в том числе и билинейных. Вместе с тем известные недостатки ЧВР, связанные с наличием интерференционных шумов [2, 11], возникающих при обработке процессов с нестационарным изменением частотно-временных параметров, а также высокой динамикой изменения их амплитудных значений, накладывают ограничения на их применение.

К настоящему времени на практике наибольшую популярность получили простейшие ЧВР, так называемые спектрограммы, представляющие собой кратковременное или оконное преобразование Фурье [31]. Однако они не позволяют в полной мере обеспечить точное измерение частотно-временных параметров быстро изменяющихся процессов [2]. Это обусловлено тем, что уменьшение размера временного окна так, чтобы оно позволяло локализовать быстрые изменения сигнала, приводит к неизбежному снижению локализации его энергии вдоль линии мгновенных частот в соответствии с принципом неопределенности Гейзенберга [3]. Кроме того, воздействие шумов различной интенсивности приводит к ошибкам измерений параметров исследуемых сигналов.

Существенное улучшение в представлении частотно-временных характеристик нестационарных процессов обеспечивают билинейные распределения на основе вейвлетов, но алгоритмическая сложность их синтеза не позволила им занять должное место среди аналитического инструмента анализа [20]. Далее представлены этапы становления теории билинейных ЧВР, основные проблемы применения совместных распределений на практике, а также перспективы дальнейшего развития методов частотно-временного анализа.

Теоретические предпосылки перехода к описаниям нестационарных процессов на основе их совместных частотно-временных распределений энергии

Спектральный анализ является мощным инструментом исследования нестационарных процессов (далее по тексту – сигналов), позволившим по-новому взглянуть на возможности измерения его частотных параметров.

Согласно [32] любое непрерывное колебание $z(t)$ можно считать результатом разложения его спектра $F(f)$ в интеграл Фурье. В компле́ксной системе базисных функций формулы обращения и разложения, называемые прямым и обратным преобразованием Фурье (ПФ) и (ОПФ) имеют вид:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(f)\mathrm{e}^{j2\pi ft}\mathrm{d}f\,; \qquad F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t)\,\mathrm{e}^{-j2\pi ft}\mathrm{d}t. \tag{1}$$

Энергетический спектр и спектр мощности связаны с понятием автокорреляционной функции (АКФ) $K_A(\tau)$, также характеризующей энергетические свойства сигналов. Энергия АКФ определяется как интеграл свертки сигнала с его зеркальным изображением [4]. Так, если свертку двух функций $x(t)$ и $y(t)$ представить в виде:

$$R(\tau) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)y(\tau - t)\mathrm{d}t, \tag{2}$$

заменяя в (2) значения $x(t)$ и $y(t)$ на $z(t)$ и $z(-t)$, то:

$$K_A(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t)z\big(-(\tau - t)\big)\mathrm{d}t = \int_{-\infty}^{\infty} z(t)z(t - \tau)\mathrm{d}t. \tag{3}$$

И если физический смысл свертки состоит в обработке сигнала, учитывающей его настоящее и предшествующее состояние, то АКФ есть результат обработки сигнала системой, импульсная характеристика фильтра которой представляет зеркальную копию сигнала [3, 7]. Подставляя в (3) выражение для ОПФ (1) получим:

$$K_A(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} E(f)\mathrm{e}^{j2\pi ft}\mathrm{d}f, \tag{4}$$

соответственно обратное преобразование дает:

$$E(f) = \int_{-\infty}^{\infty} K_A(\tau)\mathrm{e}^{-j2\pi ft}\mathrm{d}\tau. \tag{5}$$

Связь выражений (4) и (5) определена теоремой Винера–Хинчина [3, 7]. Важным понятием, характеризующим АКФ, является интервал корреляции (рисунок 1), представляющий величину, равную ширине прямоугольного импульса той же площади, что и АКФ, при высоте, равной мощности сигнала:

$$\tau_{\text{кор}} = \frac{1}{P}\int_{-\infty}^{\infty} K_A(\tau)\,\mathrm{d}\tau. \tag{6}$$

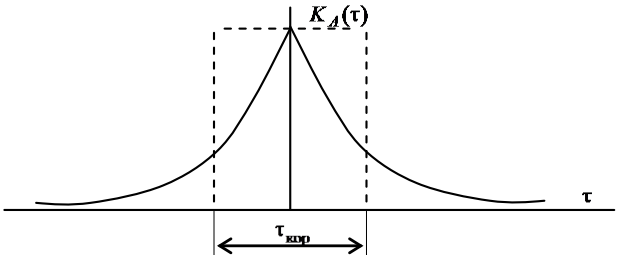


Рис. 1. Автокорреляционная функция

Поскольку АКФ есть производное значение от энергетического спектра, то она не несет информации о фазовой структуре сигнала и неоднозначно определяет его как, например, площадь фигуры не характеризует особенности ее формы [32].

Следовательно, АКФ не может рассматриваться в качестве инструмента анализа тонкой структуры сигналов. Спектр мощности и связанная с ним посредством ПФ АКФ, не всегда адекватно отображают анализируемый сигнал даже с низкой динамикой изменения параметров, т. к. дают усредненную картину распределения энергии процесса по гармоническим составляющим. Например, спектры сигналов $z_1(t)$ и $z_2(t)$ (рисунки 2 и 3) имеют аналогичную структуру, хотя характеризуют собой различные процессы (рисунки 4 и 5), поскольку формирующие их выражения не учитывают соответствующие фазовые сдвиги.

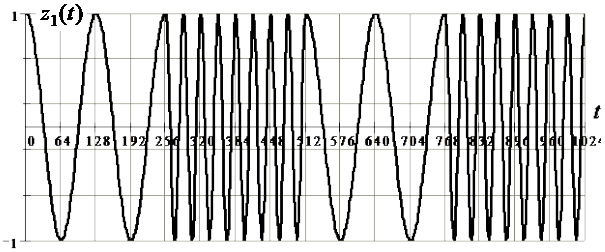


Рис. 2. Временная развертка сигнала $z_1(t)$

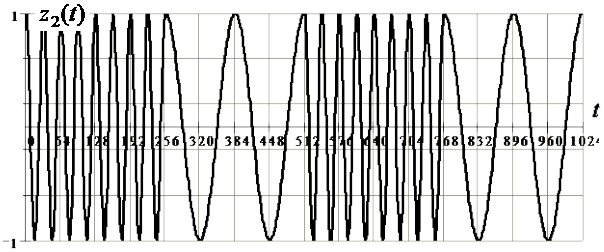


Рис. 3. Временная развертка сигнала $z_2(t)$

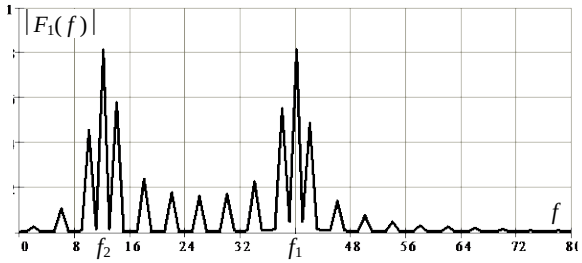


Рис. 4. Спектр $z_1(t)$ (спектральная плотность амплитуд)

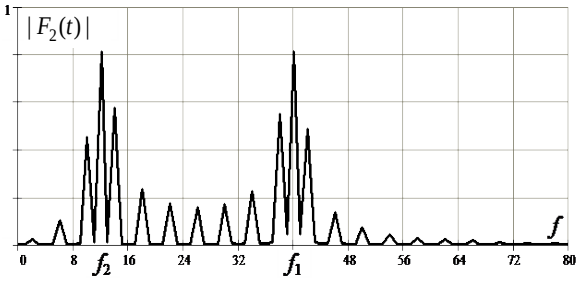


Рис. 5. Спектр $z_2(t)$ (спектральная плотность амплитуд)

С позиций выбора инструмента анализа структуры сигналов гораздо больший интерес представляет текущий спектр, получаемый при переходе в (1) от бесконечных пределов к фиксированной нижней границе [3-5]:

$$F_T^{\langle k\rangle}(f,t)=\int_{-\frac{T}{2}}^{t} z_T^{\langle k\rangle}(\tau)\mathrm{e}^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau.$$

Здесь $z_T^{\langle k\rangle}(\tau)$ – фрагмент k-ой реализации длительностью T. Функция $z_T^{\langle k\rangle}(\tau)$ вне $[-T/2;T/2]$ равна нулю и совпадает с текущим значением сигнала внутри его.

Разновидностью текущего спектра является мгновенный энергетический спектр, определяемый в [7] как среднее значение от множества реализаций мощности процесса $z_T^{\langle k\rangle}(\tau)$, полученных на частоте f, на интервале ($[-T/2;t]$):

$$E_T(f,t)=\mathrm{E}\left[(F_T^{\langle k\rangle}(f,t))^2\right]= \\ =\int_{t}^{t+T/2}\mathrm{E}\left[z_T^{\langle k\rangle}(t)\,z_T^{\langle k\rangle}(t-\tau)\right]\cos(2\pi f\tau)\,\mathrm{d}\tau, \quad (7)$$

где E – знак математического ожидания. С учетом (3), выражение для мгновенного энергетического спектра, переходя к пределу при $T\to\infty$, примет следующий вид:

$$E(f,t)=\int_{-\infty}^{\infty} K_A(t,t-\tau)\cos(2\pi f\tau)\,\mathrm{d}\tau. \quad (8)$$

Для (8) справедлива теорема Винера–Хинчина:

$$K_A(t,t-\tau)=2\int_{0}^{\infty} E(f,t)\cos(2\pi f\tau)\,\mathrm{d}f. \quad (9)$$

Текущий спектр позволяет получать сведения о сигнале $z(t)$ только на интервале наблюдения. Переход в (1) от бесконечных к текущим моментам времени позволяет получить функцию, зависящую не только от частоты, но и от времени:

$$F^{-(+)}(f,t)=\int_{-\infty(t)}^{t(\infty)} z(\tau)\mathrm{e}^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau. \quad (10)$$

Величины $F^-(f,t)$ и $F^+(f,t)$ называются текущими спектрами или текущими спектральными плотностями [1]. Очевидно, что фиксировать можно и начальный момент времени, т. к. в анализе часто интересует не весь процесс, а его временной интервал конечной длины. Допустим, что сигнал находится на интервале $T=t-t_2$. Рассмотрим текущий спектр сигнала относительно его моментов: $F^-(f,\ t)=\int_{-\infty}^{t} z(\tau)\mathrm{e}^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau$ – начального и $F^-(f,\ t_2)=\int_{-\infty}^{t_2} z(\tau)\mathrm{e}^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau=\int_{-\infty}^{t-T} z(\tau)\mathrm{e}^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau$ – конечного. Тогда для получения информации об интервале $T=t_1-t_2$ вычтем соответствующие значения текущего спектра:

$$F_z(f,t)= \\ =\int_{-\infty}^{t} z(\tau)\mathrm{e}^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau-\int_{-\infty}^{t-T} z(\tau)\mathrm{e}^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau= \\ =\int_{t-T}^{t} z(\tau)\mathrm{e}^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau. \quad (11)$$

Выражение (11) в [4] трактуется как мгновенный спектр, определяемый как спектр сигнала длительностью T, предшествующий моменту времени t. Пределы интегрирования в (11) определяют положение «скользящего» временного окна на момент времени t. Очевидно, чем короче интервал анализа T, тем более адекватно отображается анализируемый процесс. Однако уменьшение T ведет к снижению частотного разрешения, что является нежелательным явлением.

Выражение (11) позволяет получить спектр процесса длительностью T, предшествующий текущему моменту времени t, т. е. имеет место, скользящее интегрирование, когда интервал наблюдения постоянной величины, перемещается по оси времени. В результате анализируемый процесс представляется в виде некоторого ЧВР. Рассмотренная операция интегрирования адекватна применению скользящей оконной функции $h(t)$ в формуле [3]:

$$S_z(f,t)=\int_{-\infty}^{\infty} z(\tau)h(\tau-t)\exp(-j2\pi f\tau)\,d\tau, \quad (12)$$

где $S_z(f,\ t)$ – представление процесса на частотно-временном плане, называемый оконным преобразованием Фурье или спектрограммой.

Преобразование (12) более полно характеризует сигналы на интервале их наблюдения, т. к. позволяет локализовать в пределах окна $h(t)$ фрагменты процессов с высокой или низкой нестационарностью поведения измеряемых параметров. На рисунках 6 и 7 изображены спектрограммы (квадрат $S_z(f,t)$) тестовых сигналов $z_1(t)$ и $z_2(t)$, подтверждающие их структурные различия.

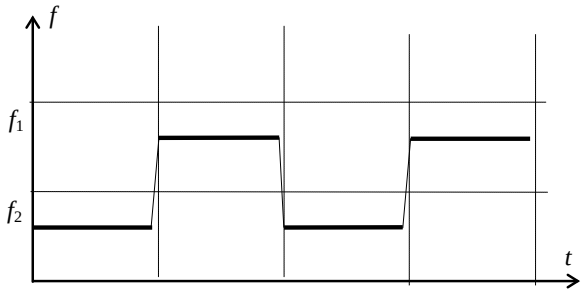


Рис. 6. Частотно-временное представление сигнала $z_1(t)$

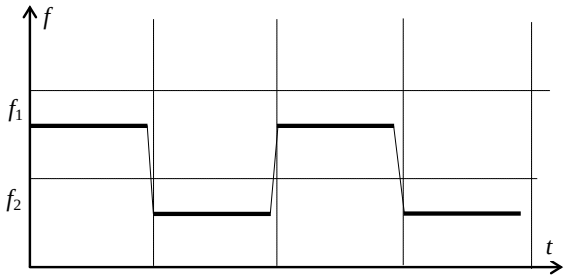


Рис. 7. Частотно-временное представление сигнала $z_2(t)$

Концепция мгновенных спектров базируется на предположении, что в пределах окна интегрирования процесс стационарен. Причем длину интервала стационарности определяет частотное разрешение ($\Delta FT \approx 1$) [31], поэтому повышение частотного разрешения неизбежно ведет к увеличению временного интервала наблюдения.

В итоге может наступить момент, когда в пределах интервала наблюдения не будет сохраняться стационарность исследуемых характеристик. В результате все особенности сигнала будут «сглажены», т. е. усреднены на длительности окна анализа. Поэтому приходится искать компромисс между величинами Δf и Δt в зависимости от того, что важнее: высокая частотная избирательность или разрешающая способность по времени.

Так, на рисунках 8 и 9 представлены «идеальное» распределение тестового сигнала нелинейной частотной модуляции $z_{\text{тест}}(t)$ и его спектрограмма. Даже визуальный анализ результата (см. рисунок 9) показывает, что применение спектрограммы в качестве инструмента измерения мгновенной частоты позволяет получить довольно сглаженную (грубую) ее оценку, величина которой будет зависеть от размеров единичного частотно-временного окна («единичной» площадки).

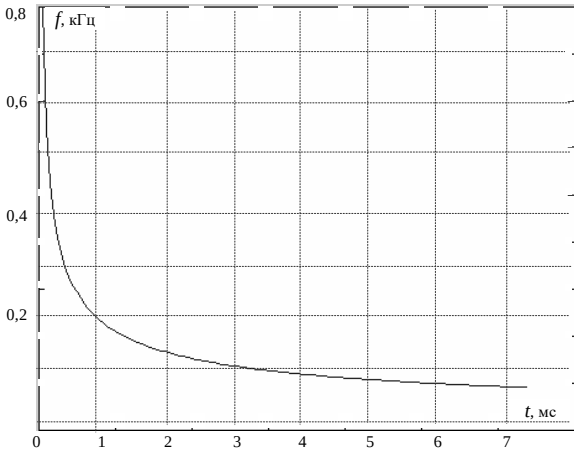


Рис. 8. Идеальное ЧВР тестового сигнала

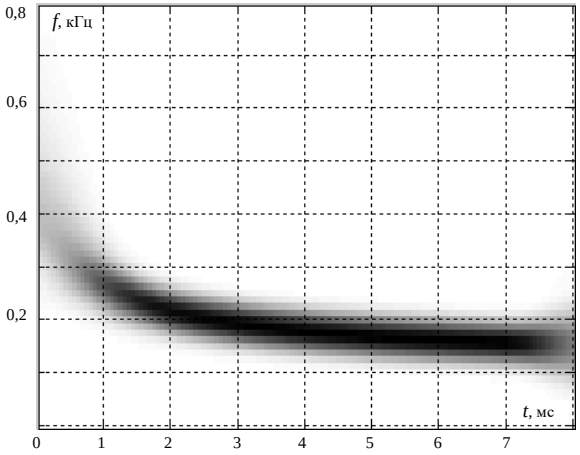


Рис. 9. Спектрограмма тестового сигнала

Стремление уйти от «сглаженной» оценки, получаемой на совокупности обработки «единичных» площадок ΔFT, приводит к тому, что при выборе достаточно малого значения T приращение текущего спектра (10) может быть выражено через производную по времени. Дальнейшее дифференцирование полученного таким образом функционала дает распределение мгновенного спектра мощности Пейджа [33]:

$$\rho_{\text{П}}(f,t) = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}|F^{-}(f,t)|^2. \qquad (13)$$

Общность ЧВР Пейджа в том, что непосредственное интегрирование (13) дает значение мгновенной мощности сигнала [20]:

$$2\int_0^{\infty} \rho_{\text{П}}(f,t)\,\mathrm{d}f = P(t). \qquad (14)$$

Физическая интерпретация ЧВР Пейджа имеет сложное толкование [2]. К тому же при обработке нестационарных сигналов на частотно-временной плоскости ЧВР Пейджа проявляются ложные пучности энергии, характеризующие не особенности закона изменения мгновенной частоты, а результат взаимного воздействия друг на друга сигнальных компонент (см. рисунок 10).

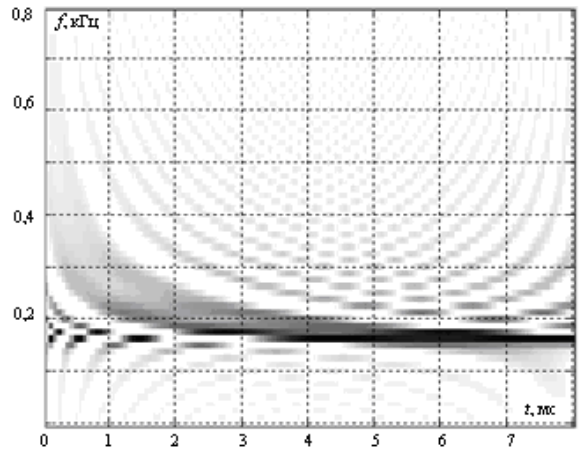


Рис. 10. ЧВР Пейджа тестового сигнала

Данный эффект ограничивает практическое применение распределения (13), но оно явилось основой для синтеза новых ЧВР. Ели представить правую часть равенства (13) в виде:

$$| F^{-}(f,t) |^2 = | a_t^2(f) + b_t^2(f) |,$$

где

$$a_t(f) = \int_{-\infty}^{t} z(\tau)\cos(2\pi f\tau)\,\mathrm{d}\tau$$

и

$$b_t(f) = \int_{-\infty}^{t} z(\tau)\sin(2\pi f\tau)\,\mathrm{d}\tau,$$

то получим:

$$\rho_{\Pi}(f,t) = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[a_t^2(f) + b_t^2(f)]. \qquad (15)$$

Дифференцирование (15) дает функцию плотности распределения мгновенной энергии:

$$\rho_{\mathrm{M}}(f,t) = 2z(t)[a_t(f)\cos(2\pi ft) + b_t(f)\sin(2\pi ft)]. \qquad (16)$$

В [4] выражение (16) определено как распределение мгновенной энергии (РМЭ) и позволяет отслеживать характер изменения исследуемого процесса одновременно в частотной и временной области. Однако существенным его ограничением, с позиций практического применения, является неизменность разрешения так называемой «единичной» площадки ΔFT, в пределах которой происходит усреднение плотности энергии.

На рисунке 11 представлено РМЭ $\rho_{\mathrm{M}}(f,t)$ тестового сигнала $z_{\text{тест}}(t)$. Анализ РМЭ показывает, что в районе $f = 200$ Гц на его плоскости просматривается ложный пик энергии, обусловленный тем, что в пределах «единичной» площадки взаимодействовали не только близлежащие компоненты сигнала, но и находящиеся на отдаленных частотных позициях. Следовательно, для сигналов с нестационарным изменением параметров описание типа (16) не обеспечит адекватного представления.

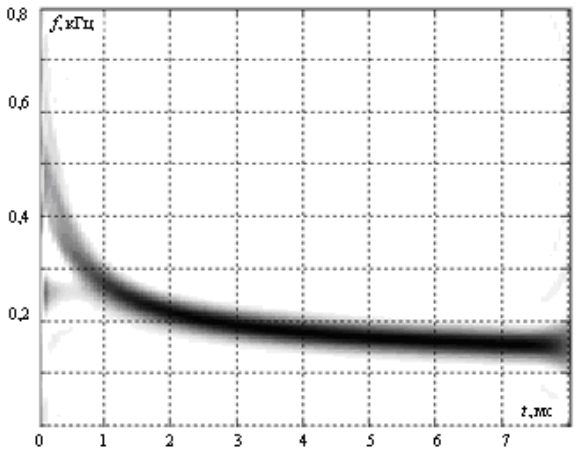


Рис. 11. ЧВР мгновенной энергии тестового сигнала

Дальнейшее развитие теории мгновенных и текущих спектров связано с понятием комплексной плотности распределения энергии, получаемой в результате комплексного произведения аналитического сигнала $z_a(t)$ и его спектра $F_a(f)$:

$$\rho_R(f,t) = z_a^*(t)F_a(f)\mathrm{e}^{j2\pi ft}. \qquad (17)$$

Распределение (17) определяется как ЧВР Рихачека [34]. Его особенность состоит в использовании аналитической формы описания сигнала $z_a(t) = z(t) + j\tilde{z}(t)$. Здесь $z(t)$ и $\tilde{z}(t)$ – сигналы, связанные преобразованием Гильберта [35]:

$$z(t) = -\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\tilde{z}(\tau)}{t-\tau}\mathrm{d}\tau;\ \tilde{z}(t) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{z(\tau)}{t-\tau}\mathrm{d}\tau. \qquad (18)$$

Согласно (18) различие сигналов $z(t)$ и $\tilde{z}(t)$ в том, что их спектральные составляющие сдвинуты относительно друг друга на $\pi/2$. Если представить сигнал в виде квазигармонического колебания $z_a(t) = A(t)\exp\{j\theta(t)\}$, где $A(t) = \sqrt{z^2(t) + \tilde{z}^2(t)}$ – огибающая сигнала, а $\theta(t) = \operatorname{arctg}\frac{\tilde{z}(t)}{z(t)}$ – его полная фаза (см. рисунок 12), то при таком определении $A(t)$ и $\theta(t)$ следует выполнение условия [5]:

$$\frac{\mathrm{d}z(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}A(t)}{\mathrm{d}t};$$
$$\frac{\mathrm{d}\theta(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{\tilde{z}'(t)z(t) - z'(t)\,\tilde{z}\,(t)}{z^2(t) + \tilde{z}^2\,(t)}, \qquad (19)$$

т. е. сигнал совпадет с функцией огибающей $A(t)$ в точках, где $\theta(t_i) = 0, 2\pi, 4\pi, \ldots$.

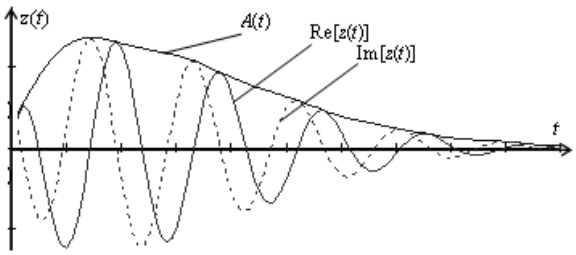


Рис. 12. Сигнал и огибающая функция

Огибающая $A(t)$ представляет функцию, связывающую совокупность точек сигнала, в которых фаза меняет знак. В свою очередь фаза $\theta(t)$ является функцией, характеризующей закон изменения сигнала в точках его экстремума. Тогда мгновенную частоту можно рассматривать как величину, пропорциональную скорости изменения фазы:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}\theta(t)}{\mathrm{d}t}. \qquad (20)$$

Из предложенного выше подхода следует, что:

$$z(t) = A(t)\cos\big(\theta(t)\big);\ \tilde{z}(t) = A(t)\sin\big(\theta(t)\big). \qquad (21)$$

Строгость выполнения (21) показана в [20].

Физическая сущность функции мгновенной частоты и огибающей принципиально отличается от понятий частоты и амплитуды, используемых для описания сигнала рядом Фурье. В ПФ сигнал представляет совокупность гармоник, частота и амплитуда которых неизменны на всем протяжении оси t от $-\infty$ до ∞, даже если он существует только в ограниченном временном интервале. Отсутствие энергии вне этого интервала объясняется тем, что спектральные компоненты базисных гармоник в совокупности равны нулю.

С позиций описания сигнала на основе функций мгновенной частоты и огибающей, в каждый момент времени он будет иметь только одну частотную составляющую, определяемую (20), в то время как его спектр может иметь множество различных спектральных компонент. Но, в отличие от базисных функций, являющихся неизменными величинами, функции мгновенной частоты непрерывно меняются во времени.

Следующий этап развитие теории ЧВР связан с функцией активной энергии, представляющее реальную часть распределения Рихачека [34]:

$$\rho_A(f,t) = 0{,}5\mathrm{Re}\,[\rho_R(f,t)], \qquad (22)$$

которое является сглаженной версией исходного комплексного распределения энергии.

На рисунке 13 представлено $\tilde{\rho}_A(f,\ t)$ – псевдо-ЧВР вида (22) тестового сигнала. Понятие псевдо предусматривает использование сглаживающего окна [2]. Особенность $\tilde{\rho}_A(f,\ t)$ состоит в том, что для расчета «единичной» частотно-временной площадки в каждый момент времени задействовались только сигнальные компоненты, попадавшие во временной интервал, ограниченный функцией окна.

Поскольку РМЭ характеризуется мгновенным значением, то к нему применимо понятие огибающей, представленное функцией двух переменных – частоты и времени. В соответствии с [6], аналитическое описание огибающей функции РМЭ будет иметь следующий вид:

$$\rho_M(f,t) = \sqrt{\{\mathrm{Re}[\rho_R(f,t)]\}^2 + \{\mathrm{Im}[\rho_R(f,t)]\}^2}. \qquad (23)$$

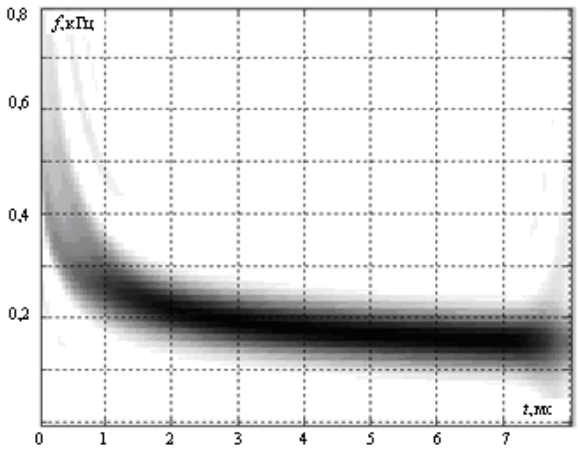


Рис. 13. Псевдо-ЧВР Рихачека тестового сигнала

Заметим, что полученные аналитические выражения для РМЭ имеют место только в отношении узкополосных сигналов, значение нижней границы спектра f_h которых значительно превышают занимаемую ими полосу частот [35]:

$$f_h > \Delta F. \qquad (24)$$

В [4] уточнено понятие узкополосного сигнала. Вместо $\Delta F >> f_0$, обосновано $f_0 \geq 1{,}5\Delta F$. Здесь f_0 – средняя частота в спектре сигнала. Корректность использования функции огибающей РМЭ в качестве адекватного представления сигнала в частотно-временном пространстве основывается на утверждении, доказательство которого представлено в [36]. Таким образом, оценка, полученная на основе производной от функции РМЭ, является несмещенной и равна произведению производной сигнала и функции тригонометрического частотно-временного базиса.

Проведенный в [16] анализ свойств огибающей РМЭ (23) показал, что приемлемые результаты его применения в качестве инструмента анализа удается получить только для узкополосных сигналов с низкой нестационарностью параметров. Это обстоятельство обусловлено достаточно слабо выраженной степенью концентрации энергии, в пределах обрабатываемой частотно-временной области.

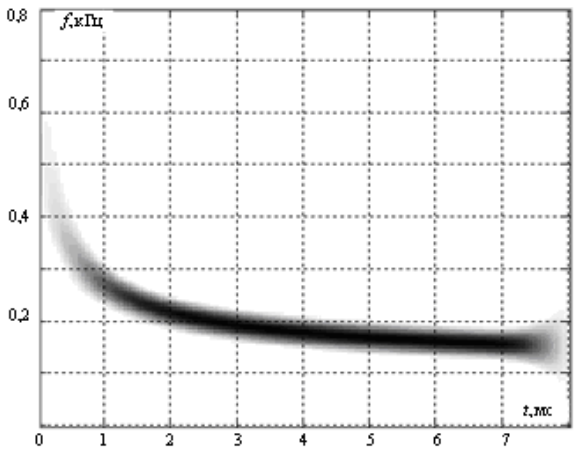


Рис.14. ЧВР мгновенной энергии тестового сигнала

На рисунке 14 представлено РМЭ $\rho_M(f,\ t)$ тестового сигнала $z_{\text{тест}}(t)$. Если в пределах от 1 до 7 мс (область высокой стационарности) $\rho_M(f,\ t)$ позволяет локализовать энергию сигнала вдоль линии его мгновенной частоты с высокой степенью концентрации, то на интервале от 0 до 1 мс (область низкой стационарности) степень концентрации сигнальной энергии такова, что сложно судить о характере изменения мгновенной частоты.

В статистической обработке нестационарных процессов широкое применение получила функция неопределенности (ФН) Вудворда [7]. В [1] проведено подробное исследование ее свойств и обоснован подход к синтезу на основе ФН ЧВР сигналов с требуемыми характеристиками. Предлагаемый подход базируется на поиске таких двумерных описаний обрабатываемых процессов, которые в той или иной степени соответствовали бы одной из форм ФН. Для доказательства указанной правомерности воспользуемся результатами работы Клаудера о связи ФН с функциями ЧВР [14].

Теорема 1. Двойное ПФ от комплексной функции ЧВР энергии узкополосного сигнала совпадает с одной из форм ФН:

$$\chi(\xi,\tau)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\rho_R(f,t)\exp\{-j2\pi(\xi t-f\tau)\}\,df\,dt,\ (*)$$

учитывая, что одна из форм ФН имеет вид [3]:

$$\chi(\xi,\tau)=\int_{-\infty}^{\infty}z_a^*(t)z_a(t+\tau)\exp(-j2\pi\xi t)\,dt.$$

Доказательство.

Подставим в (*) выражение для распределения Рихачека (17). В результате получим:

$$\chi(\xi,\tau)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}z_a^*(t)F_a(f)\,e^{j2\pi ft}e^{j2\pi(\xi t-f\tau)}df\,dt=$$

$$=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}z_a^*(t)F_a(f)\,e^{j2\pi ft}\,e^{-j2\pi\xi t}\,e^{j2\pi f\tau}df\,dt=$$

$$=\int_{-\infty}^{\infty}z_a^*(t)\,e^{-j2\pi\xi t}\left(\int_{-\infty}^{\infty}F_a(f)\,e^{j2\pi f(t+\tau)}\,df\right)dt=$$

$$=\int_{-\infty}^{\infty}z_a^*(t)z_a(t+\tau)\exp(-j2\pi\xi t)\,dt.$$

Основываясь на фабуле теоремы 1 можно доказать правомерность вывода и для других видов ЧВР [7]. Однако, учитывая множество возможных форм ЧВР, целесообразно получить обобщенное описание. В [1] Коэном предложено выражение (*) (см. теорему 1) рассматривать как некоторую свертку функционального ядра преобразования $\Phi(\tau,\ \xi)$ с частотной формой ФН:

$$S_\chi(\xi,\tau)=$$

$$=\int_{-\infty}^{\infty}F_a\left(f+\frac{\xi}{2}\right)F_a^*\left(f-\frac{\xi}{2}\right)e^{-j2\pi f\tau}\,df:$$

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\rho(f,t)\,e^{-j2\pi(\xi t-f\tau)}\,df\,dt= \quad (25)$$

$$=\Phi(\tau,\xi)S_\chi(\xi,\tau).$$

С учетом того, что ξ – переменная частоты, τ – переменная времени, преобразуем (25) к виду:

$$\rho(f,t)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\Phi(\tau,\xi)S_\chi(\xi,\tau)\exp\{j2\pi(\xi t-f\tau)\}\,d\tau\,d\xi.$$

В преобразованной формуле значение $S_\chi(\xi,\ \tau)$ выразим через ее временное описание:

$$S_\chi(\xi,\tau)=\int_{-\infty}^{\infty}z_a^*\left(\nu-\frac{\tau}{2}\right)z_a\left(\nu+\frac{\tau}{2}\right)e^{-j2\pi\xi\nu}d\nu. \quad (26)$$

В результате получим [2]:

$$\rho(f,t)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\Phi(\tau,\xi)\left(S_\chi(\xi,\tau)\right)\times$$

$$\times\exp\{j2\pi(\xi t-f\tau)\}d\tau\,d\xi. \quad (27)$$

В окончательном виде выражение примет вид:

$$\rho(f,t)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\exp[j2\pi(\xi t-f\tau-\xi\nu)]\times$$

$$\times\Phi(\tau,\xi)z_a^*\left(\nu-\frac{\tau}{2}\right)z_a\left(\nu+\frac{\tau}{2}\right)d\nu\,d\tau\,d\xi. \quad (28)$$

Выражение (28) является обобщенным ЧВР Коэна. Особенностью (28) является возможность синтеза на его основе ЧВР любого вида. Для этого достаточно лишь определить форму функционального (порождающего) ядра преобразования. Так, выбор ядра вида $\Phi(\tau,\ \xi)=-0{,}5\cos(\pi\xi\tau)$ позволяет получить плотность распределения активной энергии (22): при $\Phi(\tau,\ \xi)=j\sin(\pi\xi\tau)$ – мнимую часть плотности РМЭ в (23); при $\Phi(\tau,\ \xi)=\exp(j\pi\xi\tau)$ – комплексную форму РМЭ [7].

Полученные доказательства правомерности перехода к описанию сигналов от функций мгновенной частоты и фазы к функциям их огибающих, в том числе и для двумерных представлений в своей совокупности открыли возможности разработки теоретических основ синтеза билинейных ЧВР.

Представление сигналов на основе билинейных ЧВР плотности энергии

Фундаментальность распределения Коэна (28) определяется сохранением всех полезных свойств, синтезируемых на его основе ЧВР по отношению к их классическим формам. В этом случае результаты измерения сводятся к решению задачи оценивания или длительности воздействия сигнала на

измеритель, или определенного значения любой из его спектральных составляющих, например, средней частоты.

Анализ формы представления функции Коэна показал, что при формировании на его основе ЧВР, исходный сигнал в ней используется дважды, причем связь между его аналитическими представлениями строго линейна. Указанная особенность позволила определить, применительно к ЧВР, сформированным на основе обобщенной формы (28), понятие билинейности [10, 20, 26, 36].

С целью исследования метрологических свойств билинейных распределений, синтезированных на основе функции (28), проанализируем возможность получения оценок частотных и временных параметров сигналов, с использованием функции плотности РМЭ.

Теорема 2. Результат интегрирования любого совместного распределения по частоте дает среднее значение квадрата огибающей при условии $\Phi(0,\ \xi) \equiv 1$.

Доказательство.

Проинтегрируем распределение сигнала $\rho(f,\ t)$ по частоте $\int_{-\infty}^{\infty} \rho(f,\ t)\,\mathrm{d}f$. Учитывая, что $\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi f\tau)\,\mathrm{d}f = \delta(\tau)$, получим:

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \exp[j2\pi\xi(t-\nu)]\Phi(0,\xi)z_a^*(\nu)z_a(\nu)\,\mathrm{d}\nu\,\mathrm{d}\xi = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-\nu)\cdot|z_a(\nu)|^2\mathrm{d}\nu = |z_a(t)|^2.$$

Теорема 3. Интегрирование любого совместного распределения по времени дает среднее значение энергии сигнала (квадрата его амплитудных значений) при условии $\Phi(\tau,\ 0) \equiv 1$.

Доказательство.

Проинтегрируем РМЭ сигнала $\rho(f,\ t)$ по времени $\int_{-\infty}^{\infty} \rho(f,\ t)\,\mathrm{d}t$. С учетом $\int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{e}^{-j2\pi f\tau}\,\mathrm{d}\tau = \delta(f)$, получим:

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \exp[j2\pi(-\tau f)]\Phi(\tau,0)z_a^*(\nu-\tau/2)z_a(\nu+\tau/2)\,\mathrm{d}\nu\,\mathrm{d}\tau =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi\tau f}F_a^*(f)e^{-j2\pi f(\nu-\tau/2)}F_a(f)\ \mathrm{e}^{-j2\pi f(\nu+\tau/2)}\,\mathrm{d}f\,\mathrm{d}\nu\,\mathrm{d}\tau =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty}\left(\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \exp[j2\pi f(-\tau-2\nu)]\,\mathrm{d}\tau\mathrm{d}\nu\right)|F_a(f)|^2\mathrm{d}f = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(f)\cdot|F_a(f)|^2\mathrm{d}f = |F_a(f)|^2$$

Анализ (28) показывает, что если ядро обобщенного преобразования не зависит от f и t, то любые сдвиги по времени или частоте в обрабатываемом процессе приводят к аналогичным сдвигам в соответствующим им билинейных распределениях. Корректный переход от взвешенных оценок мгновенной частоты и групповой задержки к их точным оценкам с использованием ЧВР класса Коэна представлен в [7].

Из всех возможных распределений для обработки сигналов целесообразно применять ЧВР, которым присущи желательные, с точки зрения частотно-временного анализа свойства, определяемые в таблице 1.

К таковым следует отнести ЧВР с ядром вида:

$$\Phi(\tau,\xi) = \exp(j2\pi\alpha\xi\tau). \qquad (29)$$

и

$$\Phi(\tau,\ \xi) = \cos(2\pi\alpha\xi\tau), \qquad (30)$$

где $0 \le \alpha \le 1/2$.

Распределения с ядрами (30) обладают всеми желательными свойствами, кроме свойства положительности на всем временном интервале их существования: $\rho(f,\ t) = \rho^*(f,\ t)$.

ТАБЛИЦА 1. Желательные свойства ЧВР и соответствующие им ограничения, накладываемые на ядро преобразования

№ п/п	Свойства ЧВР	Ограничения, накладываемые на ядро преобразования Коэна
1	$z_a(t-t_0) \to \rho(f, t-t_0)$	$\Phi(\tau,\ \xi)$ не зависит от t
2	$F_a(f-f_0) \to \rho(f-f_0,\ t)$	$\Phi(\tau,\ \xi)$ не зависит от f
3	$\begin{cases} z_a(t) = 0, \\ \rho(f,t) = 0. \end{cases}$ при $\lvert t\rvert > T$	$\int \Phi(\tau,\xi)e^{j2\pi\xi\tau}d\xi = 0$ при $\lvert\tau\rvert < 2\lvert t\rvert$
4	$\begin{cases} F_a(f) = 0, \\ \rho(f,t) = 0. \end{cases}$ при $\lvert f\rvert > \Omega/2\pi$	$\int \Phi(\tau,\xi)e^{-j2\pi\xi\tau}\mathrm{d}\tau = 0$ при $\lvert\xi\rvert < 2\lvert f\rvert$
5	$\rho(f,t) = \rho^*(f,\ t)$	$\Phi(\tau,\xi) = \Phi^*(-\tau,-\xi)$
6	$\int \rho(f,\ t)\,\mathrm{d}f = \lvert z_a(t)\rvert^2$	$\Phi(0,\ \xi) = 1$ при всех ξ
7	$\int \rho(f,t)\,\mathrm{d}t = \lvert F_a(f)\rvert^2$	$\Phi(\tau,\ 0) = 1$ при всех τ
8	$\frac{\int f\cdot\rho(f,t)\,\mathrm{d}f}{\int \rho(f,t)\,\mathrm{d}f} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathrm{arctg}\frac{\tilde{z}(t)}{z(t)}$	$\begin{cases} \Phi(0,\ \xi) = 1, \\ \frac{\partial}{\partial\xi}\Phi(\tau,\ \xi)\lvert_{\tau=0} \end{cases}$ при всех ξ
9	$\frac{\int t\cdot\rho(f,t)\mathrm{d}t}{\int \rho(f,t)\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}f}\mathrm{arctg}\frac{b(f)}{a(f)}$	$\begin{cases} \Phi(\tau,\ 0) = 1, \\ \frac{\partial}{\partial\tau}\Phi(\tau,\ \xi)\lvert_{\xi=0} \end{cases}$ при всех τ
10	$\rho(f,\ t) \ge 0$ при всех f и t	$\Phi(\tau,\ \xi)$ – ФН весовой функции $h(t)$

Особенность ядер преобразования (29) и (30) состоит в том, что выбором параметра α регулируется вид самого распределения. Например, $\alpha = 1/2$ в (29) ведет к комплексному распределению Рихачека, а $\alpha = 0$ в (30) – к распределению Вигнера [37]:

$$\rho_W(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty} z_a^*\left(t-\frac{\tau}{2}\right) z_a\left(t+\frac{\tau}{2}\right) \times \exp(-j2\pi f\tau)\,\mathrm{d}\tau. \quad (31)$$

Согласно (31), функцию Вигнера можно интерпретировать как спектр сигнала вида $s_t(\tau) = z_a^*(t-\tau/2)z_a(t+\tau/2)$. В свою очередь $s_t(\tau)$ является результатом свертки сигнала $z_a(t)$ со своей комплексно сопряженной копией $z_a^*(t)$. Распределение (31) наиболее ярко раскрывает физическую сущность билинейности, как двойное применение сигнала.

Особенностью свертки $s_t(\tau)$ является механизм ее реализации. Свертываемые части сдвигаются в противоположные стороны относительно друг друга на величину, равную половине дискретного значения переменой каждая (в результате взаимный сдвиг свертки равен целой величине). Следовательно, реализация билинейных ЧВР требует избыточности описания, которую можно достичь удвоением частоты дискретизации по отношению к значению, определяемому теоремой Котельникова [8, 26, 37].

Несмотря на указанные особенности синтеза, функция Вигнера имеет тесную связь с рассмотренными ранее ЧВР. В частности, Клаудер в [14] показал идентичность большинства основных свойств ФН Вудворда и характеристических функций (ХФ) ЧВР $M(\xi,\tau)$:

$$M(\xi,\tau) = \Phi(\tau,\xi) \int_{-\infty}^{\infty} z_a^*(t-\tau/2)\, z_a(t+\tau/2) \times \mathrm{e}^{j2\pi\xi t}\mathrm{d}t. \quad (32)$$

Условие синтеза новой ХФ не является достаточным $M_{\text{нов}}(\xi,\ 0) = \Phi(\tau,\ \xi)M(\xi,\ \tau)$ [2]. Здесь $\Phi(\tau,\ \xi)$ – функциональное ядро, определяющее свойство ЧВР в соответствии с (28).

Представим ФН в виде:

$$\chi(\xi,\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} z_a^*(u-\tau)z_a(u)\,\mathrm{e}^{j2\pi\xi u}\,\mathrm{d}u. \quad (33)$$

Сделав замену переменных $u = t + \tau/2$ и $\mathrm{d}u = \mathrm{d}t$, получим симметричную форму ФН, совпадающую с выражением (33) с точностью до постоянного множителя:

$$\chi(\xi,\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} z_a^*\left(t-\frac{\tau}{2}\right) z_a\left(t+\frac{\tau}{2}\right)\mathrm{e}^{j2\pi\xi t}\mathrm{d}t, \quad (34)$$

которая связана двойным ПФ с ЧВР Вигнера:

$$\rho_W(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty} z_a^*(t-\tau/2)z_a(t+\tau/2)\ \mathrm{e}^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau = \int_{-\infty}^{\infty} F_a^*\left(f-\frac{v}{2}\right)F_a\left(f+\frac{v}{2}\right)\mathrm{e}^{j2\pi tv}\mathrm{d}v, \quad (35)$$

где F_a– ПФ от аналитического сигнала z_a.

Практическая ценность преобразования (31) заключается в возможности восстановления исходного сигнала и получения на его основе несмещенных оценок [20, 26].

Теорема 4. Из ЧВР Вигнера $\rho_W(f,\ t)$ можно восстановить исходный сигнал $z_a(t)$ с точностью до постоянного множителя $z_a^*(0)$.

Доказательство.

Пусть $\rho_W(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty} z_a^*(t-\tau/2)z_a(t+\tau/2)\mathrm{e}^{-j2\pi f\tau}\mathrm{d}\tau$ – ЧВР Вигнера сигнала $z_a(t)$ конечной длины. Применим к $\rho_W(f,\ t)$ процедуру одномерного ОПФ: $\int_{-\infty}^{\infty}\exp(j2\pi f\tau)\rho_W(f,\ t)\,\mathrm{d}f$. Тогда:

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\exp(j2\pi f\tau)z_a^*(t-\tau/2)z_a(t+\tau/2)\times \exp(-j2\pi f\tau)\mathrm{d}f\ \mathrm{d}\tau = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} z_a^*(t-\tau/2)z_a(t+\tau/2)\,\mathrm{d}f\ \mathrm{d}\tau = \int_{-\infty}^{\infty} z_a^*(t-\tau/2)z_a(t+\tau/2)\,\mathrm{d}\tau.$$

Пусть $[t_1;\ t_2]$ – интервал существования сигнала. Тогда для начального момента $t_1 = 0$ получим: $\int_0^{t_2} z_a^*(t-\tau/2)z_a(t+\tau/2)\,\mathrm{d}\tau$. Теперь определим $t_2 = 2t$, поскольку для соблюдения корректности процедур реализации функции Вигнера необходимо обеспечить избыточность описания исходного сигнала.

В результате интегрирования получим:

$$\int_0^{2t} z_a^*(t-\tau/2)z_a(t+\tau/2)\,\mathrm{d}\tau = z_a^*(0)z_a(t).$$

Таким образом, сигнал восстанавливается из распределения Вигнера ОПФ с точностью до множителя $z_a^*(0)$ на интервале $t/2$ (относительно длительности ЧВР):

$$\int_{-\infty}^{\infty}\exp(j2\pi ft)\rho_W(f,t/2)\,\mathrm{d}f = z_a^*(0)z_a(t). \quad (36)$$

Теорема 4 позволяет говорить о близости функции Вигнера и ФН (см. теорему 1).

Аналогичным образом можно показать правомерность преобразования:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi f t)\rho_W(f/2, t)\,\mathrm{d}t = F_a^*(0)F_a(f). \quad (37)$$

Среди свойств функции Вигнера особое место занимают следующие два. Первое – сечение распределения Вигнера, заданного во временной форме, при $f = 0$ ведет к выражению для интеграла свертки аналитического сигнала:

$$\rho_W(0,t) = \int_{-\infty}^{\infty} z_a^*(t-\tau/2)z_a(t+\tau/2)\,\mathrm{d}\tau = \\ = 2\int_{-\infty}^{\infty} z_a^*(2t-\tau)z_a(\tau)\,\mathrm{d}\tau. \quad (38)$$

Второе – сечение распределения Вигнера, заданного в частотной форме, при $t = 0$ ведет к выражению для интеграла свертки спектра аналитического сигнала:

$$\rho_W(f,0) = \int_{-\infty}^{\infty} F_a^*(f-\xi/2)F_a(f+\xi/2)\,\mathrm{d}\xi = \\ = 2\int_{-\infty}^{\infty} F_a^*(2f-\xi)F_a(\xi)\mathrm{d}\xi. \quad (39)$$

Вместе с тем, между ФН и распределением Вигнера существуют серьезные отличия. В частности, ЧВР Вигнера любого сигнала, в том числе и комплексного, есть действительная функция, значения которой для процессов с ограниченным спектром не локализуются в начале координат частотно-временной плоскости.

По отношению к другим билинейным ЧВР класса Коэна ЧВР Вигнера характеризуется предельной концентрацией энергии сигнала вдоль линий его мгновенных частот [37]. Рассмотрим ЛЧМ-сигнал:

$$z_a(t) = A\exp(j\pi\gamma_z t^2), \quad (40)$$

где A – амплитуда; γ_z – скорость изменения частоты сигнала ЛЧМ.

Теперь подставим (40) в (31):

$$\rho_W(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty} A\exp(j\pi\gamma_z[t-\tau/2)^2]\ A\times \\ \times\exp[j\pi\gamma_z\left(t+\frac{\tau}{2)^2}\right]\exp(-j2\pi f\tau)\mathrm{d}\tau = \\ = |A|^2\delta\ (f-\gamma_z t). \quad (41)$$

Анализ полученного выражения (41) показывает, что для ЛЧМ-сигнала вида (40) функция Вигнера в каждый момент времени t предельно концентрируется вокруг его мгновенной частоты, т. е. вдоль линии, определяемой выражением $f = \gamma_z t$.

Для любого другого распределения разброс энергии будет более значителен, поскольку только у ЧВР Вигнера $\Phi(\tau, \xi) \equiv 1$. Следовательно, функция Вигнера позволяет получить лучшую оценку распределения сигнальной энергии (с точки зрения ее статистических характеристик) на частотно-временной плоскости.

Для строгого доказательства данного утверждения необходимо воспользоваться понятием глобального и локального разброса энергии [7]. Для сигнала $z_a(t)$, описываемого распределением $\rho(f,\ t)$, концентрацию энергии вокруг любой произвольной точки $(f_0,\ t_0)$ частотно-временного пространства можно описать выражением:

$$\sigma_z(f_0,t_0) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}[(t-t_0)^2+(f-f_0)^2]\times \\ \times|\rho(f,t)|^2\mathrm{d}f\,\mathrm{d}t, \quad (42)$$

называемым *глобальным разбросом энергии* распределения $\rho(f,\ t)$ вокруг точки $(f_0,\ t_0)$ [7]. Наличие модуля в (42) обусловлено использованием вместо огибающей плотности РМЭ функции распределения. Для сигнала $z_a(t)$, описываемого $\rho(f,\ t)$, концентрацию энергии вокруг любой произвольной точки (f_0), расположенной на линии мгновенных частот, можно характеризовать выражением [3]:

$$\sigma_{z,t_0}(f_0) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}[(f-f_0)^2]\cdot|\rho(f,t_0)|^2\mathrm{d}f\,\mathrm{d}t, \quad (43)$$

называемым *локальным разбросом энергии* распределения $\rho(f,\ t)$ вокруг точки (f_0).

Теорема 5. Для любого сигнала $z_a(t)$ только его ЧВР Вигнера в произвольной точки $(f_0,\ t_0)$ частотно-временного пространства имеют минимальный глобальный разброс энергии.

Доказательство.

Определим в выбранной точке $(f_0,\ t_0)$ начало координат. Тогда выражение для глобального разброса примет вид:

$$\sigma_z(f_0,t_0) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}[(t)^2+(f)^2]\times|\rho(f,t)|^2\mathrm{d}f\,\mathrm{d}t.$$

Очевидно, что значение полученного выражения определяется величиной $\rho(f,\ t)$, которая при ядре вида (29) минимальна в случае выбора $\alpha = 0$, соответствующего ЧВР Вигнера.

Аналогично можно доказать справедливость данного утверждения и для локального разброса $\sigma_{z,t_0}(f_0)$. Теорема 5 в несколько другой интерпретации доказана профессором А. Алексеевым в [7], что позволяет назвать ее *теоремой Алексеева*.

В [7] обосновано, что для некоторых видов функций ЧВР Вигнера обеспечивает лучшие пока-

затели по критерию глобального разброса в сравнении с другими ЧВР (например, реальной части функции Рихачека и т. д.) только в пределе.

Однако, несмотря на оптимальность $\rho_W(f,\ t)$, в смысле локализации энергии практическое применение ЧВР Вигнера связано с определенными сложностями. Во-первых, хотя в [4] доказано, что для узкополосных однокомпонентных сигналов вида $z_a(t) = A(t)\exp(j\Theta(t))$, $\Theta(t)$ – гладкая действительная функция, справедливо равенство:

$$\rho_W(f,t) = \rho_A\left(f - \frac{\theta'(t)}{2\pi}, t\right), \qquad (44)$$

если $f(t) = \theta'(t)/2\pi$, где $\theta'(t)/2\pi$ – в общем случае мгновенная частота, но применимость (40) справедливо обоснована лишь для фиксированного момента $t = t_0$ в пределах длительности обрабатываемой реализации сигнала $z(s)$. Следовательно, для широкого класса сигналов частотный максимум ЧВР Вигнера будет смещен относительно точки мгновенной частоты.

Во-вторых, бесконечность пределов в (41) и открытость, т. е. отсутствие ограничений для операции корреляции при синтезе ЧВР, неизбежно ведут к образованию ложных выбросов энергии в частотно-временной плоскости, возникающих в результате взаимного влияния соседних сигнальных компонент друг на друга, образующих так называемый интерференционный фон [2]. Анализ ЧВР Вигнера тестового ЛЧМ-сигнала $z_{\text{тест}}(t)$ (см. рисунок 15), указывает на наличие ложных выбросов энергии на интервале от 1,5 до 4,5 мс.

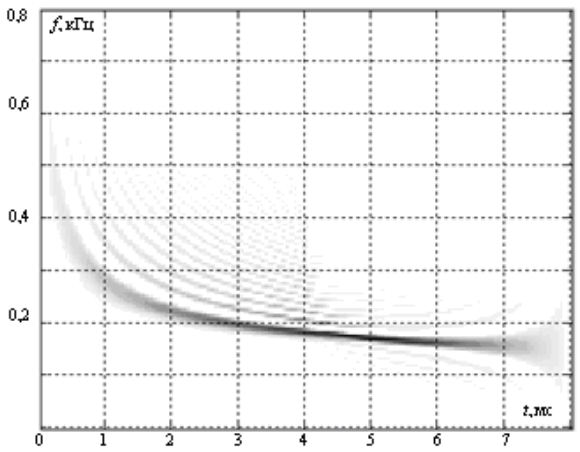


Рис. 15. ЧВР Вигнера тестового сигнала

Тем не менее, даже с учетом указанных негативных моментов распределение Вигнера может рассматриваться как базовое при формировании из (28) любого ЧВР класса Коэна, посредством операции двойной свертки с весовой функцией преобразования вида:

$$U(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \exp[j2\pi(\xi t - f\tau)\Phi(\xi,\tau)]\,d\xi\,d\tau. \quad (45)$$

Теорема 6. Любое ЧВР класса Коэна может быть получено через операцию двойной свертки функции Вигнера с весовой функцией преобразования вида:

$$U(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \exp[j2\pi(\xi t - f\tau)\Phi(\xi,\tau)]\,d\xi\,d\tau.$$

Доказательство.

В обобщенном ЧВР Коэна вычленим функцию Вигнера:

$$\rho(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \exp[j2\pi(\xi t - f\tau - \xi\nu)] \times$$
$$\times\ \Phi(\tau,\xi) z_a^*\left(\nu - \frac{\tau}{2}\right) z_a\left(\nu + \frac{\tau}{2}\right) d\nu\,d\tau\,d\xi = \qquad (45)$$
$$= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \Phi(\tau,\xi)\left(\int_{-\infty}^{\infty} z_a^*\left(\nu - \frac{\tau}{2}\right) z_a\left(\nu + \frac{\tau}{2}\right) \times \right.$$
$$\left. \times\ e^{-j2\pi\xi\nu} d\nu\right) \exp\{j2\pi(\xi t - f\tau)\} d\tau\,d\xi.$$

Представление (45) запишем в виде:

$$\rho(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \Phi(\tau,\xi)\rho_W(\xi,\tau)\exp\{j2\pi(\xi t - f\tau)\}\,d\tau\,d\xi,$$

где:

$$\rho_W(\xi,\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} z_a^*\left(\nu - \frac{\tau}{2}\right) z_a\left(\nu + \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\xi\nu} d\nu.$$

Тогда, обозначив через:

$$U(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \exp[j2\pi(\xi t - f\tau)\Phi(\xi,\tau)]d\xi\,d\tau,$$

окончательно будем иметь:

$$\rho(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} U(f - \ \xi, t-\tau)\rho_W(\xi,\tau)\ d\tau\,d\xi. \quad (46)$$

Полученная форма записи (46) для обобщенного ЧВР Коэна позволяет рассматривать любое билинейное ЧВР как «размытый» (за счет двумерной функции окна $U(f,\ t)$) вариант ЧВР Вигнера.

Уравнение синтеза ЧВР (46) предложено Коэном в [2], но в виде теоремы, со строгой доказательной основой, было оформлено в [20]. Анализ (46) показывает, что в принципе в качестве базового распределения при синтезе новых распределений может выступать любое известное ЧВР.

Теорема 7. Любое ЧВР может выступать в качестве исходного описания для синтеза новых форм билинейных распределений класса Коэна.

Доказательство.

Пусть заданы два ЧВР ρ_g, ρ_z и соответствующие им ядра Φ_g, Φ_z. Тогда для этих ЧВР, характеристические функции имеют вид:

$$M_g(\xi,\tau) = \Phi_g(\tau,\xi) \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\xi u} z_a^*(u-\tau/2) z_a(u+\tau/2)\, du;$$

$$M_z(\xi,\tau) = \Phi_z(\tau,\xi) \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\xi u} z_a^*(u-\tau/2) z_a(u+\tau/2)\, du.$$

Поделив функции $M_g(\xi,\tau)$ и $M_z(\xi,\tau)$ друг на друга, получим следующее выражение:

$$M_g(\xi,\tau) = \frac{\Phi_g(\tau,\xi)}{\Phi_z(\tau,\xi)} M_z(\xi,\tau).$$

Учитывая, что ХФ в [3] определяется как математическое ожидание $\exp(j2\pi(\xi t + \tau f))$ и представляется как двойное ПФ от соответствующего ей ЧВР $M(\xi,\tau) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(\xi t - \tau f)} \rho(f,\ t)\ df\ dt$, то, переходя к исходным распределениям, запишем:

$$\rho_g(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\Phi_g(\tau,\xi)}{\Phi_z(\tau,\xi)} e^{j2\pi\xi(t'-t)+j2\pi\tau(f'-f)} \times$$

$$\times\, \rho_z(f',t') d\xi\, d\tau\, dt' df'.$$

Теперь полученное выражение представим в следующем виде:

$$\rho_g(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} U(t'-t, f'-f)\rho_z(t',f')\, dt' df',$$

где $U(f,t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\Phi_g(\tau,\xi)}{\Phi_z(\tau,\xi)} e^{j2\pi\xi t + j2\pi\tau f} d\tau\, d\xi$ – весовая функция (ядро преобразования).

Полученная в теореме 7 весовая функция имеет наиболее простой и удобный вид для последующего синтеза новых форм ЧВР в случае, если в качестве ρ_z выступает распределение Вигнера, поскольку только у ЧВР Вигнера $\Phi_z(\tau,\ \xi) \equiv 1$, что значительно упрощает расчет весовой функции.

Теоретической основой теоремы 7 послужили научные результаты Коэна [2, 3], поэтому в [20] она определена как *теорема Коэна*.

Согласно теоремам 6 и 7 формирование любого ЧВР класса Коэна осуществляется взвешиванием функции (31) ядром преобразования. Поэтому все возможные формы ЧВР, синтезируемые на основе (2) представляют собой «размытые» версии распределения Вигнера.

Данное положение еще раз подчеркивает то обстоятельство, что ЧВР вида (31) обеспечивает максимальную концентрацию сигнальной энергии в континууме точек мгновенных частот в частотно-временном пространстве.

На рисунках 16–18 показаны ЧВР тестового ЛЧМ-сигнала $z(t) = A(t)\cos[2\pi(f_1 t + \alpha_1 t^2)]$, (здесь $A(t)$ – амплитуда сигнала, форма которой изменяется в соответствии с функцией Гаусса, f_1 – начальная частота, α_1 – коэффициент, определяющий скорость изменения мгновенной частоты) на основе спектрограммы, распределения Рихачека и функции Вигнера.

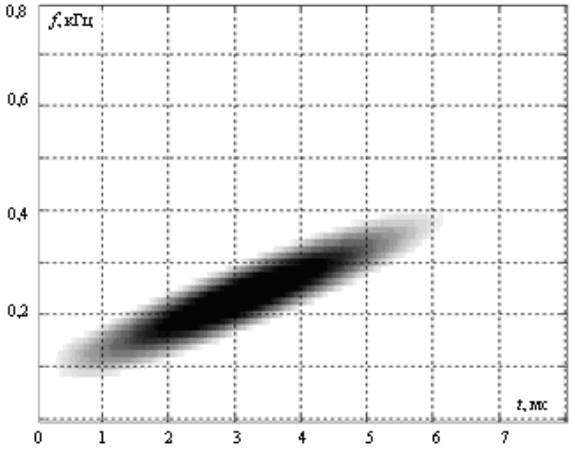


Рис. 16. Фрагмент спектрограммы тестового ЛЧМ-сигнала

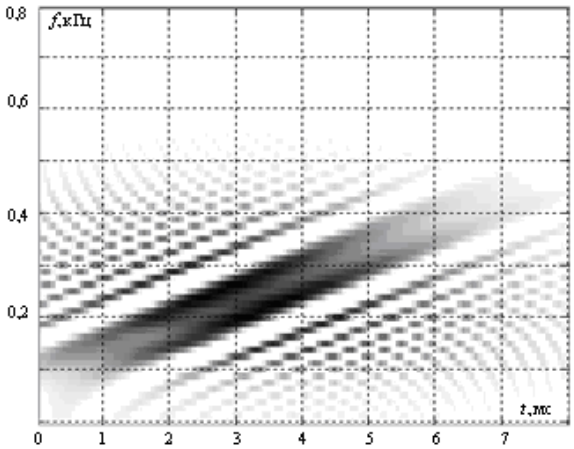


Рис. 17. Фрагмент ЧВР Рихачека тестового ЛЧМ-сигнала

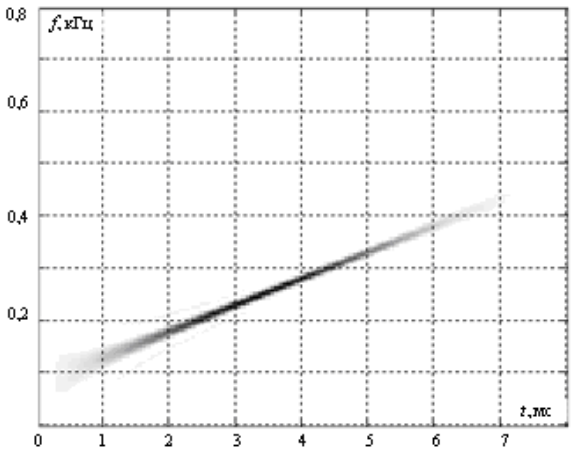


Рис. 18. Фрагмент ЧВР Вигнера тестового ЛЧМ-сигнала

Заключение

В ходе проведенного теоретического исследования была показана:

возможность оценивания временных и частотных параметров сигналов на основе обработки их представлений функциями плотности РМЭ;

единая природа функций неопределенности и функций Вигнера;

соответствие свойств ФН и ХФ большинству полезных, с точки зрения применимости в практических приложениях, свойствам ЧВР;

восстанавливаемость сигналов из их билинейных ЧВР (полная адекватность сигналов их представлениям на основе билинейных ЧВР);

первичность ЧВР Вигнера по отношению к другим совместным ЧВР, как распределения, максимально локализующего энергию сигналов в континууме точек его мгновенных частот;

возможность синтеза на основе функции Вигнера любых ЧВР сигналов класса Коэна;

потенциальная возможность выбора в качестве порождающего распределения любого ЧВР класса Коэна.

Представленная доказательная база позволяет рассматривать полученную совокупность аналитических результатов как теоретические основы для разработки методов реализации билинейных распределений в задачах практической радиотехники.

Вместе с тем вскрыты негативные особенности билинейных распределений, обусловленные их корреляционной природой, которые проявляются в виде ложных всплесков энергии на частотно-временной плоскости при обработке многокомпонентных сигналов и сигналов со сложной частотно-временной структурой.

Следовательно, необходимы дальнейшие исследования по поиску подходов, позволяющих минимизировать негативные последствия интерференции, а также обеспечивающие удобство проведения измерений, например, рассмотренных в [12, 37] и др.

Список используемых источников

1. Cohen L. Generalized Phase-Space Distribution Function // J. of Mathematical Physics. 1966. Vol. 7. Iss. 5. PP. 781–786.
2. Cohen L. Time-Frequency Distribution – a Review // IEEE Trans. Signal Processing. 1989. Vol. 77. Iss. 7. PP. 941–981.
3. Cohen L. Time-Frequency Analysis. Englewood Cliffs. NJ: Prentice-Hall, 1995.
4. Алексеев А.А. Частотно-временной анализ сигналов связи и радиотехнического обеспечения. Л.: ВАС, 1987. 96 с.
5. Дворников С.В., Кудрявцев А.М. Теоретические основы частотно-временного анализа кратковременных сигналов: монография. СПб.: ВАС, 2010. 240 с.
6. Алексеев А.А., Чеченев С.Ю., Кириллов А.Б. Анализ сигналов на основе функций распределения мощности в условиях многосигнального воздействия // Радиотехника. 1993. № 10. С. 32–37.
7. Алексеев А.А., Кириллов А.Б. Технический анализ сигналов и распознавание радиоизлучений. СПб.: ВАС, 1998. 368 с.
8. Алексеев А.А., Железняк В.К., Комарович В.Ф., Дворников С.В. Автоматизированная система контроля интенсивности физических полей рассеивания сигналов // Научное приборостроение. 2000. Т. 10. № 3. С. 77–87.
9. Алексеев А.А., Аладинский В.А., Железняк В.К., Комарович В.Ф., Дворников С.В. Применение методов частотно-временной обработки акустических сигналов для анализа параметров реверберации // Научное приборостроение. 2001. Т. 11. № 1. С. 65–76.
10. Дворников С.В., Алексеева Т.Е. Распределение Алексеева и его применение в задачах частотно-временной обработки сигналов // Информация и космос. 2006. № 3. С. 9–20.
11. Choi H., Williams W. Improved Time-Frequency Representations of Multicomponent Signals Using Ex-Ponential Kernels // IEEE Trans. Acoust., Speech. Signal Proc. 1989. Vol. 43. June. PP. 862–871.
12. Дворников С.В., Сауков А.М. Модификация частотно-временных описаний нестационарных процессов на основе показательных и степенных функций. Научное приборостроение. 2004. Т. 14. № 3. С. 76–85.
13. Дворников С.В., Яхеев А.Ф. Метод измерения параметров кратковременных сигналов на основе распределения Алексеева // Информация и космос. 2011. № 1. С. 66–74.
14. Klauder J.R. The Design of Radar Signals Having Both High Range Resolution and High Velocity Re Solution // Bell Sys. Tech. J. 1960. Vol. 39. PP. 809–820.
15. Дворников С.В., Железняк В.К., Храмов Р.Н., Желнин С.Р., Медведев М.В., Симонов А.Н., Сауков А.М. Метод обнаружения радиоизлучений на основе частотно-временного распределения Алексеева // Научное приборостроение. 2006. Т. 16. № 1. С. 107–115.
16. Дворников С.В., Бородин Е.Ю., Маджар Х., Махлуф Ю.Х. Частотно-временное оценивание параметров сигналов на основе функций огибающих плотности распределения их энергии // Информация и космос. 2007. № 4. С. 41–45.
17. Flandrin P. Some Features of Time-Frequency Representations of Multi-Component Signals // IEEE Int. Conf. on Acoust. Speech and Signal Proc. San Diego (CA), 1984. P. 41. B. 4.1–41. B. 4.4.
18. Дворников С.В., Осадчий А.И., Дворников С.С., Родин Д.В. Демодуляция сигналов на основе обработки их модифицированных распределений // Контроль. Диагностика. 2010. № 10. С. 46–54.
19. Baraniuk R.G. Covariant Time-Frequency Representations through Unitary Equivalence // IEEE Signal Processing Letters. 1996. Vol. 3. March No 3. PP. 79–81.
20. Дворников С.В. Теоретические основы синтеза билинейных распределений. СПб.: ВАС, 2007. 268 с.
21. Яхеев А.Ф., Дворников С.В. Измерение параметров сигналов на основе оптимизации формы распределения Алексеева // Наукоемкие технологии. 2009. Т. 10. № 1. С. 25–28.

22. Дворников С.В. Демодуляция сигналов на основе обработки их модифицированных частотно-временных распределений // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 7–11.
23. Auger F. Some Simple Parameter Determination Ruler for the Generalized Choi-Williams and Butter-Worth Distributions // IEEE Signal Processing Letters Jan. 1994. Vol. 1. No 1. PP. 9–11
24. Дворников С.В., Супян А.Ю., Жечев А.Г. Демодуляция сигналов методом обработки их модифицированных распределений // Информация и космос. 2009. № 1. С. 58–65.
25. Boashash B., Ristic B. Time-Varying Polyspectra and Reduced Wigner – Ville Trispectrum // SPIE. 1992. Vol. 1770.
26. Дворников С.В. Теоретические основы синтеза частотно-временных представлений класса Коэна // Информация и космос. 2008. № 3. С. 16–24.
27. Дворников С.В. Проблема поиска сигналов источников информации при радиомониторинге // Мобильные системы. 2007. № 4. С. 33–35.
28. Flandrin P., Gonsalves P, Geometry of Affine Distributions // IEEE Int. Symp. Time-Frequency and Time-Scale Analysis (Philadelphia, PA, USA), Oct. 1994. PP. 80–83.
29. Rioul O., Flandrin P. Time-Scale Energy Distributions: A General Class Extending Wavelet Transforms // IEEE Trans. Signal Processing. July 1992. Vol. SP-40. PP. 1746–1754.
30. Bertrand J. and Bertrand P. A Class of Affine Wigner Functions with Extended Covariance Properties // J. Math. Phys. 1992. Vol. 33. Iss. 7.
31. Gabor D. Theory of Communication // J. Inst. Elec. Engrs Pt 111 93, November, 1946. PP. 429–457.
32. Харкевич А.А. Спектры и анализ. М.: ГИФМЛ, 1962. 236 с.
33. Page C.H. Instantaneous Power Spectra // J. Appl. Phys. 1952. No 23. PP. 103–206.
34. Rihaczek A.W. Signal Energy Distribution in Time and Frequency // IEEE Trans. on IT. 1968. Vol. 14. No 3. PP. 369–374.
35. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: В 3-х т. М.: Сов. радио, 1972. Т. 1. 744 с.
36. Дворников С.В. Теоретические основы представления сигнала в аналитическом виде функциями его огибающей и полной фазы // Научное приборостроение. 2006. Т. 16. № 4. С. 97–102.
37. Claasen T.A.C.M., Meclenbrauker W.F.G. The Wigner Distribution a Tool for Time-Frequency Signal Analysis. Part 1, 2, 3 // Philips J. Res. 1980. Vol. 35. PP. 217–250, 276–300, 372–389.

* * *

THEORETICAL FOUNDATIONS OF THE SYNTHESIS OF BILINEAR ENERGY DISTRIBUTIONS OF NON-STATIONARY PROCESSES IN THE FREQUENCY-TEMPORARY SPACE (review)

S. Dvornikov[1]

[1]Telecommunications Military Academy,
St. Petersburg, 194064, Russian Federation

Article info
Article in Russian

For citation: Dvornikov S. Theoretical Foundations of the Synthesis of Bilinear Energy Distributions of Non-Stationary Processes in the Frequency-Temporary Space: Review // Proceedings of Telecommunication Universities. 2018. Vol. 4. Iss. 1. PP. 47–60.

Abstract: *The theoretical prerequisites for the transition to descriptions of nonstationary processes on the basis of their joint time–frequency energy distributions are considered. The reasons for the transition to joint forms of time-frequency descriptions for nonstationary processes are substantiated. The role and place of the Wigner function in the class of Cohen distributions are shown. Analytical expressions and experimental results are presented.*

Keywords: *time–frequency distributions, Wigner distribution, processing of non-stationary processes, analytical signal, Cohen class distributions***.**

НЕЛИНЕЙНО-ОПТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПИКОСЕКУНДНЫХ ЛАЗЕРНЫХ ИМПУЛЬСОВ В МНОГОМОДОВЫХ МИКРОСТРУКТУРИРОВАННЫХ СВЕТОВОДАХ С УМЕРЕННОЙ НЕЛИНЕЙНОСТЬЮ

В.В. Демидов[1*], К.В. Дукельский[2,3], С.О. Леонов[4], А.С. Матросова[1]

[1]Научно-производственное объединение Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова,
Санкт-Петербург, 192171, Российская Федерация
[2]Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
[3]Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики,
Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация
[4]Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана,
Москва, 105005, Российская Федерация
*Адрес для переписки: demidov@goi.ru

Информация о статье
УДК 681.7.068, 535.3
Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Демидов В.В., Дукельский К.В., Леонов С.О., Матросова А.С. Нелинейно-оптические преобразования пикосекундных лазерных импульсов в многомодовых микроструктурированных световодах с умеренной нелинейностью // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 61–66.

Аннотация: *Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований преобразования импульсов пикосекундной длительности иттербиевого лазера (λ = 1030 нм) в кварцевых микроструктурированных световодах с предельно высокой долей пустот в оболочке и сердцевиной диаметром от 8 до 11 мкм, обладающих умеренной оптической нелинейностью (γ = 2-3 1/(Вт·км)). Установлена преобладающая роль процесса четырехволнового смешения в нелинейном преобразовании излучения в антистоксовой части спектра при накачке световодов в режиме нормальной дисперсии.*

Ключевые слова: *микроструктурированный световод, многомодовый режим, оптическая нелинейность, преобразование излучения, суперконтинуум, четырехволновое смешение.*

На протяжении нескольких последних десятилетий спектральное уширение и генерация новых частотных компонент электромагнитного излучения за счет гаммы нелинейно-оптических процессов является объектом интенсивных исследований [1–13]. Уширение лазерного импульса в излучение со сверхширокими спектром носит название суперконтинуума [14, 15]. Средами с наибольшим потенциалом для генерации спектрального суперконтинуума служат волоконные световоды нового поколения – микроструктурированные, – направляющие свойства которых обеспечиваются образованием геометрически упорядоченной системы пустот в оболочке [16–18]. От традиционных световодов со сплошной оболочкой такие оптические элементы отличает возможность управления в широких пределах дисперсионными характеристиками за счет варьирования относительного размера пустот и диаметра сердцевины [17–19]. Дисперсионный профиль световода определяет сценарии протекания нелинейно-оптических процессов и, как следствие, эффективность генерации спектрального суперконтинуума [20].

Высокомощные генераторы широкополосного когерентного излучения востребованы для разнообразного круга приложений, таких как оптическая когерентная томография с высоким разрешением, гиперспектральные флуоресцентные системы, приборы сверхбыстрого зондирования атмосферы, мультиспектральные лазерные системы видения, оборонные приложения. Однако максимально достижимая средняя мощность генераторов суперконтинуума, о которой на данный момент известно из литературных источников, достигает нескольких десятков Вт [21]. Такой результат был получен в процессе преобразования непрерывного лазерного излучения в микроструктурированном световоде с сердцевиной диаметром менее 5 мкм.

Дальнейшее увеличение энергосодержания спектра вторичного излучения на современных типах нелинейных микроструктурированных световодов представляется затруднительным вследствие сложностей технического порядка, возникающих при вводе импульсов накачки короткой длительности с высокой пиковой мощностью в чрезмерно малую по размеру сердцевину.

Одним из методов дальнейшего увеличения выходной мощности генераторов суперконтинуума может стать использование многомодовых микроструктурированных световодов с увеличенным (более 8 мкм) диаметром сердцевины в условиях перехода от импульсов накачки длительностью в несколько сотен фемтосекунд к импульсам с длительностью от единиц до десятков пикосекунд. До настоящего момента процесс генерации спектрального суперконтинуума пикосекундными лазерными импульсами в таких элементах не изучен в достаточной мере [22–24], что определяет актуальность разработки нелинейно-оптических преобразователей излучения на основе многомодовых микроструктурированных световодов с сердцевиной большого размера, использующих в качестве источника накачки относительно недорогие пикосекундные лазеры.

В настоящей работе приведены результаты экспериментальных и теоретических исследований преобразования импульсов пикосекундной длительности иттербиевого лазера (длина волны излучения λ = 1030 нм) в микроструктурированных световодах с сердцевиной из парофазного кварцевого стекла диаметром от 8 до 11 мкм и гексагональной системой пустот в оболочке (рисунок 1).

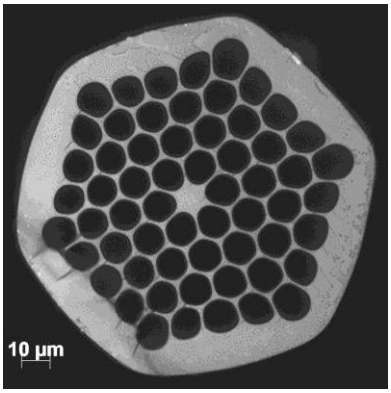


Рис. 1. Изображение структуры поперечного сечения световода с сердцевиной диаметром 8 мкм

Световоды были изготовлены традиционным методом двукратного перетягивания поликапиллярной сборки [25, 26]. Длина образцов варьировалась от 2 до 5 м. Как видно из рисунка 1, коэффициент заполнения оболочки пустотами, определяемый как отношение диаметра единичного отверстия к шагу структуры, для каждого из образцов составлял приблизительно 0,95, регламентируя тем самым многомодовый режим распространения излучения во всем спектральном диапазоне (подразумевается спектральный диапазон максимальной прозрачности кварцевого стекла) [27–29]. Выраженная шестиугольная форма наружной кварцевой оболочки явилась следствием раздувания пустот в процессе вытягивания. Дополнительными исследованиями было установлено, что указанная форма оболочки не оказывает существенного влияния на оптические свойства световодов.

На основании значений эффективного модового показателя преломления, полученных в многофункциональной программной среде COMSOL Multiphysics [30], были рассчитаны дисперсионные и нелинейные характеристики изготовленных микроструктурированных световодов. Для корректной интерпретации оптических свойств использовалась модель световода с идеальным согласованным слоем в качестве неотражающего граничного условия для системы уравнений Максвелла [31]. Поиск мод выполнялся в плоскости поперечного сечения световода и основывался на решении системы линейных уравнений Максвелла для случая однородного изотропного диэлектрика в отсутствии свободных зарядов и токов. Уравнения Максвелла сводились к волновым уравнениям для векторов напряженности электрического (E) и магнитного (B) поля. В силу идентичности записи волновых уравнений для обоих указанных векторов приведем только выражение для вектора E [13]:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu}\nabla \times E\right) - k_0^2 \varepsilon E = 0, \qquad (1)$$

где k_0 – волновое число в вакууме ($k_0 = 2\pi/\lambda$), ε – диэлектрическая проницаемость ($\varepsilon = n^2$, n – показатель преломления среды), μ – магнитная проницаемость.

С учетом наличия идеального согласованного слоя уравнение (1) преобразовывалось к виду [32]:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu'}\nabla \times \frac{1}{[S]}E\right) - k_0^2 \varepsilon' \frac{1}{[S]}E = 0, \qquad (2)$$

где ε' и μ' – модифицированные диэлектрическая и магнитная проницаемости соответственно, $[S]$ – матрица коэффициентов идеального согласованного слоя [32].

Решением уравнения (2) было уравнение электромагнитной волны, распространяющейся вдоль направления z оси световода [13]:

$$E(z,t) = E_0 \exp\left[j\left(\omega t - \frac{\omega}{c} n_{\text{eff}} z\right)\right], \qquad (3)$$

где E_0 – амплитуда напряженности электрического поля; ω – круговая частота; c – скорость света в вакууме; t – время.

Вещественные части комплексных значений n_{eff} из уравнения (3), синтезированных в результате численного анализа, представляли собой значения эффективных показателей преломления мод мик-

роструктурированного световода. Их точная идентификация производилась путем сопоставления поперечных распределений мощности и силовых линий поля с известными однозначно интерпретируемыми распределениями [33].

Параметр дисперсии групповой скорости распространения волны в микроструктурированных световодах D определялся в соответствии с известным выражением [13]:

$$D = -\frac{\lambda}{c}\frac{\partial^2 n_{\text{eff}}(\lambda)}{\partial\lambda^2}. \qquad (4)$$

Значение эффективной площади поля моды A_{eff}, необходимое для расчета коэффициента нелинейности световода, вычислялось с использованием следующей формулы [13]:

$$A_{\text{eff}} = \frac{\left(\iint_{-\infty}^{\infty}|E_z(x,y)|^2 dxdy\right)^2}{\iint_{-\infty}^{\infty}|E_z(x,y)|^4 dxdy}, \qquad (5)$$

где $E_z(x,y)$ – поперечная составляющая электрического поля.

Оценка коэффициента нелинейности микроструктурированных световодов γ осуществлялась согласно выражения [13]:

$$\gamma = \frac{2\pi}{\lambda}\frac{n_2}{A_{\text{eff}}}, \qquad (6)$$

где n_2 – нелинейный показатель преломления материала световода – кварцевого стекла (n_2 = 3·10^{-16} см^2/Вт).

Обсуждаемые параметры серии изготовленных образцов световодов применительно к фундаментальной моде приведены в таблице 1 (λ_0 – длина волны нулевой дисперсии групповой скорости распространения волны).

ТАБЛИЦА 1. Оптические характеристики фундаментальной моды микроструктурированных световодов с сердцевиной диаметром от 8 до 11 мкм

Диаметр сердцевины, мкм	A_{eff}, мкм^2	γ, 1/(Вт·км)	λ_0, нм
8	33,8	3,61	1115
9	42,6	2,86	1145
10	52,5	2,32	1158
11	63,4	1,92	1174

Из данных таблицы 1 следует, что изготовленные микроструктурированные световоды характеризуются умеренной оптической нелинейностью, составляющей несколько единиц 1/(Вт·км). По этой причине сценарии протекания в них нелинейно-оптических процессов могут принципиально отличаться от таковых в высоконелинейных световодах [15, 20]. При этом очевидна достаточная удаленность спектрального положения нулевой дисперсии фундаментальной моды от длины волны излучения накачки иттербиевого лазера, который в дальнейшем использовался в экспериментах по генерации суперконтинуума. Отмеченная тенденция прогрессирует с увеличением размеров сердцевины.

На рисунке 2 представлена спектральная зависимость параметра дисперсии для фундаментальной и первой высшей мод микроструктурированного световода с сердцевиной диаметром 8 мкм, полученная с использованием выражения (4).

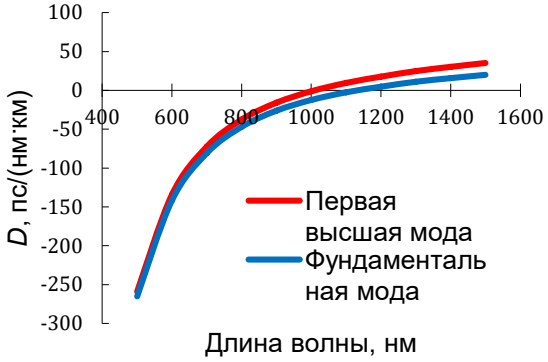


Рис. 2. Спектральная зависимость дисперсии групповой скорости распространения волны для фундаментальной и первой высшей мод микроструктурированного световода с сердцевиной диаметром 8 мкм

Из рисунка 2 становится понятно, что при использовании иттербиевого лазерного источника длина волны излучения накачки располагается в области нормальной дисперсии микроструктурированного световода. При этом спектральное положение нулевой дисперсии первой высшей моды практически совпадает с длиной волны излучения накачки, что является необходимым условием эффективного нелинейно-оптического преобразования излучения даже в условиях умеренной оптической нелинейности.

Экспериментальные исследования проводились по следующей методике. Излучение иттербиевого лазера (основные параметры лазера приведены в таблице 2) фокусировалось с помощью объектива, имеющего 50-кратное увеличение, на торец микроструктурированного световода, предварительно очищенный от полимерного защитного покрытия. Образец световода фиксировался на координатном столике с точностью позиционирования 1 мкм. Сигнал на выходе световода регистрировался двумя спектрометрами видимого и инфракрасного излучения. Добавим, что изначально лазер генерировал импульсы фемтосекундной длительности, но с помощью стретчера длительность импульсов была увеличена до нескольких пикосекунд.

ТАБЛИЦА 2. Основные параметры иттербиевого лазера, который использовался в экспериментах по генерации суперконтинуума

Параметр	Значение
Центральная длина волны, нм	1030
Длительность импульса, пс	2
Пиковая мощность в импульсе, МВт	4,5
Частота следования импульсов, кГц	200
Средняя мощность, Вт	1,8
Энергия в импульсе, мкДж	9

В результате нелинейно-оптического преобразования пикосекундных лазерных импульсов в изготовленных образцах микроструктурированных световодов были получены спектры вторичного излучения для всех оптических элементов, за исключением световода с сердцевиной диаметром 11 мкм (рисунки 3–5).

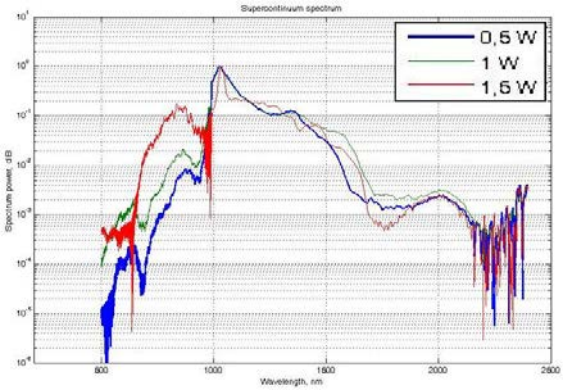


Рис. 3. Спектры вторичного излучения световода с сердцевиной диаметром 8 мкм

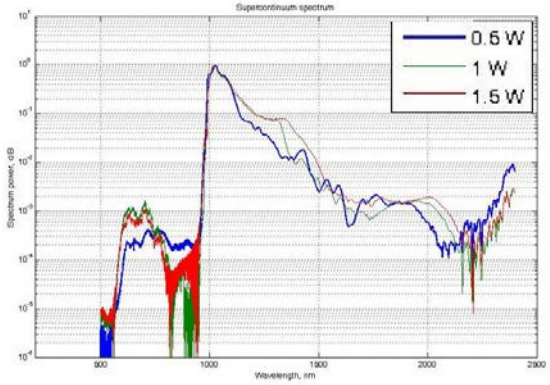


Рис. 4. Спектры вторичного излучения световода с сердцевиной диаметром 9 мкм

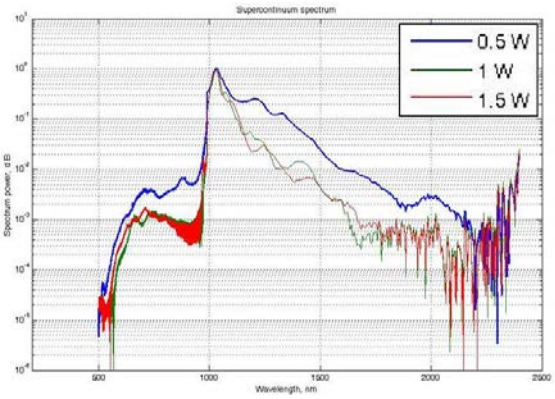


Рис. 5. Спектры вторичного излучения световода с сердцевиной диаметром 10 мкм

Из рисунков 3–5 видно, что увеличение диаметра сердцевины сокращает эффективность генерации суперконтинуума для любых значений средней мощности вводимого излучения. Это обусловлено, по-видимому, смещением спектрального положения нулевой дисперсии первой высшей моды в длинноволновую область, снижающим эффективность преобразования излучения накачки в излучение суперконтинуума. Вместе с тем максимальное уширение спектра составило 1300 нм, при этом следует отметить достаточно эффективное преобразование излучения в коротковолновой области. Амплитуда антистоксовых компонент и равномерность спектра увеличиваются с возрастанием вводимой мощности.

Для изучения механизмов, ответственных за формирование вторичного излучения, были исследованы спектральные характеристики суперконтинуума, полученные при минимальном уровне мощности вводимого излучения (менее 0,5 Вт). На рисунке 6 представлен спектр вторичного излучения микроструктурированного световода с сердцевиной диаметром 8 мкм.

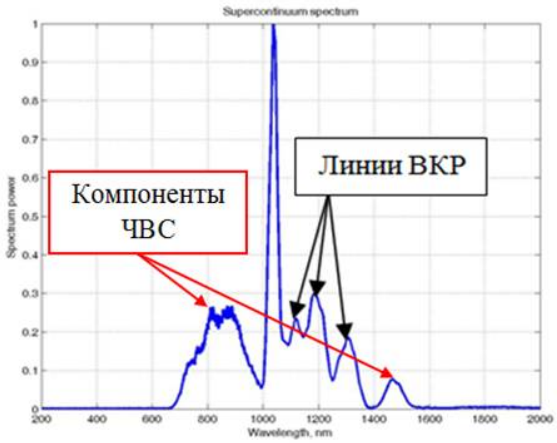


Рис. 6. Спектр вторичного излучения световода с сердцевиной диаметром 8 мкм, полученный при минимальном уровне мощности вводимого излучения (ЧВС – четырехволновое смешение, ВКР – вынужденное комбинационное рассеяние)

Обращает на себя внимание наличие двух изолированных спектральных компонент, расположенных на длинах волн 800 и 1450 нм (рисунок 6), что может являться следствием протекания процесса четырехволнового смешения. По этой причине был проведен анализ условий фазового согласования, определяющих этот механизм. Он достоверно показал, что для фундаментальной моды микроструктурированного световода условие фазового согласования не выполняется ни для одной из длин волн в рассматриваемом спектральном диапазоне.

Исходя из теоретического расчета для моды первого высшего порядка (рисунок 7), антистоксова и стоксова компоненты должны располагаться на длинах волн вблизи 800 и 1450 нм соответственно, что отвечает данным эксперимента. Увеличение мощности вводимого излучения приводит к смещению частотных полос, формируемых в результате четырехволнового смешения, относительно длины волны накачки.

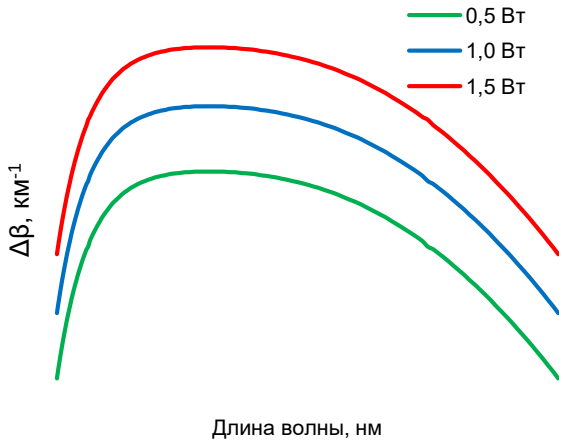


Рис. 7. Спектральная зависимость фазовой расстройки для первой высшей моды микроструктурированного световода с сердцевиной диаметром 8 мкм

За исключением частотных компонент, образованных вследствие протекания процесса параметрического четырехволнового смешения, на спектре (рисунок 6) можно отметить наличие рамановских линий в длинноволновой области. Исходя из теории, их положение определяется частотой молекулярных колебаний кварцевого стекла 440 $см^{-1}$ [13]. Последующие пики находятся на расстоянии друг от друга 500 $см^{-1}$, 600 $см^{-1}$ и так далее.

Дальнейшее уширение отдельных спектральных компонент и формирование равномерного спектра происходит в результате явления фазовой самомодуляции [13]. Это явление менее эффективно по сравнению с описанными ранее, однако свой вклад в уширение спектра также вносит.

Отметим, что преобразование лазерных импульсов пикосекундной длительности в широкий спектр происходило в микроструктурированных световодах с сердцевиной диаметром 9 и 10 мкм, однако с меньшей эффективностью. Более того, в этих образцах практически отсутствовали новые частотные компоненты в коротковолновой области даже при увеличении средней мощности излучения накачки. Вероятно, это связано с тем обстоятельством, что длина волны нулевой дисперсии как для фундаментальной, так и для первой высшей мод располагалась далеко по отношению к длине волны излучения накачки, вследствие чего становилось невозможным выполнение условий фазового согласования, ответственного за наиболее эффективный механизм генерации вторичного излучения – четырехволновое смешение.

Таким образом, в статье теоретически и экспериментально исследованы нелинейно-оптические преобразования лазерных импульсов пикосекундной длительности в многомодовых микроструктурированных световодах, выполненных из кварцевого стекла, с относительно большой сердцевиной и умеренной оптической нелинейностью. Показано, что при накачке световодов в режиме нормальной дисперсии преобладающую роль в генерации спектра вторичного излучения играет процесс четырехволнового смешения, протекающий в первой высшей моде.

Список используемых источников

1. Butcher P.N., Cotter D. The elements of nonlinear optics (Cambridge studies in modern optics). Cambridge University Press (UK), 1991. 344 p.
2. Bloembergen N. Nonlinear optics. World Scientific Publishing Company (SP), 1996. 188 p.
3. Shen Y.R. The principles of nonlinear optics. Wiley-Interscience (USA), 2002. 576 p.
4. Sutherland R.L. Handbook of nonlinear optics. Marcel Dekker (USA), 2003. 976 p.
5. Boyd R.W. Nonlinear optics. Burlington & San Diego (USA): Elsevier, 2008. 640 p.
6. New G. Introduction to nonlinear optics. Cambridge University Press (USA), 2011. 274 p.
7. He G.S. Nonlinear optics and photonics. Oxford University Press (UK), 2014. 688 p.
8. Rottwitt K., Tidemand-Lichtenberg P. Nonlinear optics: principles and applications (Optical sciences and applications of light). CRC Press (USA), 2014. 349 p.
9. Li C. Nonlinear optics: principles and applications. Springer (DE), 2016. 386 p.
10. Powers P.E., Haus J.W. Fundamentals of nonlinear optics. CRC Press (USA), 2017. 500 p.
11. He G.S., Liu S.H. Advanced nonlinear optics. World Scientific Publishing Company (SP), 2018. 600 p.
12. Agrawal G.P. Nonlinear fiber optics: its history and recent progress // J. Opt. Soc. Am. B. 2011. Vol. 28. No. 12. PP. A1-A10.
13. Agrawal G.P. Nonlinear fiber optics. Academic Press (UK): Elsevier, 2012. 648 p.
14. Alfano R.R. The supercontinuum laser source. Springer (USA), 2006. 538 p.
15. Dudley J.M. Supercontinuum generation in photonic crystal fiber // Rev. Mod. Phys. 2006. Vol. 78. No. 4. PP. 1135-1184.
16. Ranka J.K., Windeler R.S., Stentz A.J. Visible continuum generation in air-silica microstructure optical fibers with anomalous dispersion at 800 nm // Opt. Lett. 2000. Vol. 25. No. 1. PP. 25–27.
17. Knight J.C. Photonic crystal fibres // Nature. 2003. Vol. 424. No. 6950. PP. 847–851.
18. Russell P.St.J. Photonic crystal fibers // Science. 2003. Vol. 299. No. 5605. PP. 358-362.
19. Hansen K.P. Introduction to nonlinear photonic crystal fibers // J. Opt. Fiber Commun. Rep. 2005. Vol. 2. No. 3. PP. 226–254.
20. Zheltikov A.M. Nonlinear optics of microstructure fibers // Phys. Usp. 2004. Vol. 47. No. 1. PP. 69–98.
21. Song R., Hou J., Chen S., Yang W., Lu Q. High power supercontinuum generation in a nonlinear ytterbium-doped fiber amplifier // Opt. Lett. 2012. Vol. 37. No. 9. PP. 1529–1531.
22. Genty G., Ritari T., Ludvigsen H. Supercontinuum generation in large mode-area microstructured fibers // Opt. Express. 2005. Vol. 13. No. 21. PP. 8625–8633.

23. Savitski V.G., Yumashev K.V., Kalashnikov V.L., Shevandin V.S., Dukel'skii K.V. Infrared supercontinuum from a large mode area PCF under extreme picosecond excitation // Opt. Quant. Electron. 2007. Vol. 39. No. 15. PP. 1297–1309.
24. Leonov S.O., Lazarev V.A., Tarabrin M.K., Dvoretskiy D.A., Pasishnik A.S., Pryamikov D.A. Visible supercontinuum generation in large-core photonic crystal fiber with high air-filling fraction // J. Phys. Conf. Ser. 2015. Vol. 584. No. 1. PP. 012015-1-012015–4.
25. Демидов В.В., Дукельский К.В., Шевандин В.С. Модовый состав излучения в микроструктурированных световодах со смещенной сердцевиной // Оптический журнал. 2010. Т. 77. № 6. С. 55–60.
26. Гатчин Ю.А., Демидов В.В., Дукельский К.В., Злобин П.А., Матросова А.С. Технологические основы получения механически стабильных одномодовых микроструктурированных световодов с предельно низким затуханием сигнала // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 29–35.
27. Nielsen M.D., Folkenberg J.R., Mortensen N.A. Single-Mode Photonic Crystal Fiber with an Effective Area of 600 μm^2 and low bending loss // Electron. Lett. 2003. Vol. 39. No. 25. PP. 1802–1803.
28. Minkovich V.P., Kir'yanov A.V., Sotsky A.B., Sotskaya L.I. Large-mode-area holey fibers with a few air channels in cladding: modeling and experimental investigation of the modal properties // J. Opt. Soc. Am. B. 2004. Vol. 21. No. 6. PP. 1161–1169.
29. Демидов В.В., Дукельский К.В., Тер-Нерсесянц Е.В., Шевандин В.С. Исследование одномодового режима работы микроструктурированных световодов с каналами вытекания излучения // Оптический журнал. 2013. Т. 80. № 5. С. 65-70.
30. www.comsol.com
31. Saitoh K., Koshiba M. Full-Vectorial Imaginary-Distance Beam Propagation Method Based on a Finite Element Scheme: Application to Photonic Crystal Fibers // IEEE J. Quant. Electron. 2002. Vol. 38. No. 7. PP. 927–933.
32. Olszewski J., Szpulak M., Urbanczyk W. Effect of Coupling Between Fundamental and Cladding Modes on Bending Losses in Photonic Crystal Fibers // Opt. Express. 2005. Vol. 13. No. 16. PP. 6015–6022.
33. Guobin R., Zhi W., Shuqin L., Shuisheng J. Mode Classification and Degeneracy in Photonic Crystal Fibers // Opt. Express. 2003. Vol. 11. No. 11. PP. 1310–1321.

* * *

NONLINEAR OPTICAL TRANSFORMATION OF PICOSECOND LASER PULSES IN MULTIMODE MICROSTRUCTURED FIBERS WITH LIMITED NONLINEARITY

V. Demidov[1], **K. Dukelskii**[2,3], **S. Leonov**[4], **A. Matrosova**[1]

[1]Research and production association S.I. Vavilov State Optical Institute,
St. Petersburg, 192171, Russian Federation
[2]The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation
[3]Saint Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics,
St. Petersburg, 197101, Russian Federation
[4]Bauman Moscow State Technical University,
Moscow, 105005, Russian Federation

Article info
Article in Russian

For citation: Demidov V., Dukelskii K., Leonov S., Matrosova A. Nonlinear Optical Transformation of Picosecond Laser Pulses in Multimode Microstructured Fibers with Limited Nonlinearity // Proceedings of Telecommunication Universities. 2018. Vol. 4. Iss. 1. PP. 61–66.

Abstract: *The results of theoretical and experimental studies of the transformation of picosecond pulses of an ytterbium laser (λ = 1030 nm) in silica-based microstructured fibers with an extremely high air-filling fraction and a core of diameters from 8 to 11 μm having a limited optical nonlinearity (γ = 2-3 1/(W·km)) are presented. The prevailing role of the four-wave mixing process in the nonlinear transformation of radiation in the anti-Stokes part of the spectrum has been discovered when pumping optical fibers in the normal dispersion regime.*

Keywords: *microstructured fiber, multimode regime, optical nonlinearity, transformation of radiation, supercontinuum, four-wave mixing.*

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ОПТИМАЛЬНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ РАДИОРЕСУРСА СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ДЛЯ СЕАНСОВ УПРАВЛЕНИЯ ОРБИТАЛЬНОЙ ГРУППИРОВКОЙ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

С.Х. Зиннуров[1], **А.А. Ковальский**[1*], **Г.А. Митряев**[1]

[1] Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского,
Санкт-Петербург, 197198, Российская Федерация
*Адрес для переписки: sake636@mail.ru

Информация о статье
УДК 621.396
Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Зиннуров С.Х., Ковальский А.А., Митряев Г.А. Решение задачи оптимального планирования радиоресурса спутниковой системы связи для сеансов управления орбитальной группировкой космических аппаратов // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 67–74.

Аннотация: *В статье рассмотрена система спутниковой связи Главного испытательного космического центра. Проведен анализ входящих в ее состав элементов, их задач, системообразующих составляющих, а также используемых технологий связи. Проведено математическое моделирование выполнения сеансов связи. Сформулирована постановка задачи оптимального планирования и оперативного распределения радиоресурса системы спутниковой связи. В качестве метода решения поставленной задачи выбран подход на основе принципа максимума Л.С. Понтрягина.*

Ключевые слова: *система спутниковой связи, оптимальное планирование сеансов связи, оперативное распределение радиоресурса, принцип максимума Л.С. Понтрягина.*

Введение

В настоящий момент наибольшая потребность в обеспечении высокоскоростных каналов спутниковой связи наблюдается в Главном испытательном космическом центре (далее – Центр). Это обусловлено тем, что в Центре имеется потребность в информационном обмене большими объемами специальных данных (телеметрии) в целях управления орбитальной группировкой космических аппаратов, обеспечения видеоконференцсвязи, трансляции телевидения и видеорепортажей с международной космической станции, а также обеспечения запусков ракет-носителей. Для решения этих задач, а также для резервирования проводных каналов связи используется система спутниковой связи (ССС) «Приморка». Система организует сеансы связи и передает около 65% объема всей необходимой информации [1].

Структурно ССС «Приморка» включает орбитальную и наземную составляющие. При этом орбитальная составляющая включает в себя совокупность космических аппаратов связи (КАС), объединенных в орбитальную группировку, которой управляет наземный автоматизированный комплекс управления. Наземная состоит из центра управления системой, нескольких центральных станций и совокупности периферийных станций.

Проведенный анализ процесса планирования и применения ССС «Приморка» показал, что их сложность обусловлена многоэтапностью технологического процесса оперативного распределения ограниченного радиоресурса орбитальной группировки КАС, а также длительной подготовкой к выполнению сеансов связи. Увеличение группировки в ближайшем будущем приведет к возрастанию требований по их информационному обеспечению, вследствие чего увеличатся требования и к пропускной способности каналов спутниковой связи [2].

Схема распределения радиоресурса типового сегмента ССС «Приморка», изображенная на рисунке 1, состоит из постоянных и предоставляемых по расписанию (требованию) каналов спутниковой связи, при этом на сегмент выделяется ограниченный радиоресурс КАС [3].

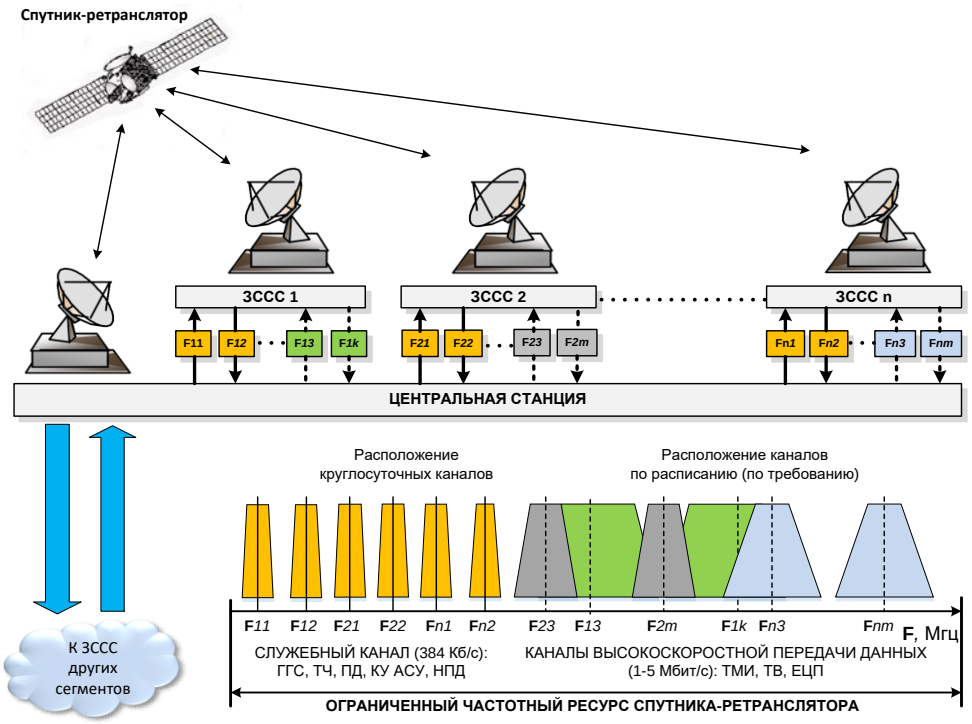


Рис. 1. Схема организации каналов связи ССС «Приморка»

Типовая диаграмма распределения радиоресурса между земными станциями спутниковой связи (ЗССС), изображенная на рисунке 2, показывает количество выделяемого радиоресурса каждой ЗССС во времени. Просуммировав выделение пропускной способности между ЗССС, получим типовую диаграмму распределения радиоресурса сегмента ССС во времени (рисунок 3).

Анализ диаграмм (см. рисунки 2 и 3) позволяет сделать вывод, что выделение радиоресурса происходит под пиковые значения интенсивностей информационных потоков в ЗССС, что приводит к неэффективному использованию радиоресурса при его общем дефиците. Следовательно, все более возрастающие потребности Центра в информационном обмене с использованием спутниковых каналов связи могут привести к срыву его функционала ввиду нехватки радиоресурса, а также срыву задачи по обеспечению резервирования каналов проводной связи [4].

Таким образом, в настоящее время явно прослеживается противоречивая ситуация, связанная с наличием перспективных потребностей в обеспечении высокоскоростных каналов спутниковой связи и ограниченным радиоресурсом орбитальной группировки КАС. Одним из возможных путей выхода из сложившейся ситуации является совершенствование технологической структуры процессов оперативного планирования и распределения радиоресурса ССС «Приморка» в части разработки и внедрения перспективных элементов математического (моделей, методов и алгоритмов управления), методического (подходов и методик решения задач планирования) и специального программного обеспечения, что позволит более эффективно распределить радиоресурс при управлении орбитальной группировкой космических аппаратов.

Решение указанной практической задачи требует применения нетривиальных методов в связи с существенной сложностью их формализации, высокими требованиями по оперативности и качеству формируемых решений. При этом в основу принимаемых решений должна быть положена известная концепция ситуационного управления, опирающиеся на нее принципы финитного управления, отвечающие идеологии программно-целевого подхода, и реализующая их технология гибких стратегий [5].

В реальных условиях сформированные оперативные планы задействования ССС в силу целого ряда объективных и субъективных факторов могут выполняться со значительными погрешностями, которые могут существенно отразиться на эффективности распределения ограниченного радиоресурса ССС, что может привести к его нехватке и срыву выполняемых задач по предназначению. В связи с этим целесообразно отказаться от технологии жесткого планирования и перейти к технологии так называемых гибких стратегий управления, обеспечивающих оперативную коррекцию плана задействования ССС с учетом текущей важности сеансов связи, а также наличия у ССС радио- и организационно-технического ресурсов [6].

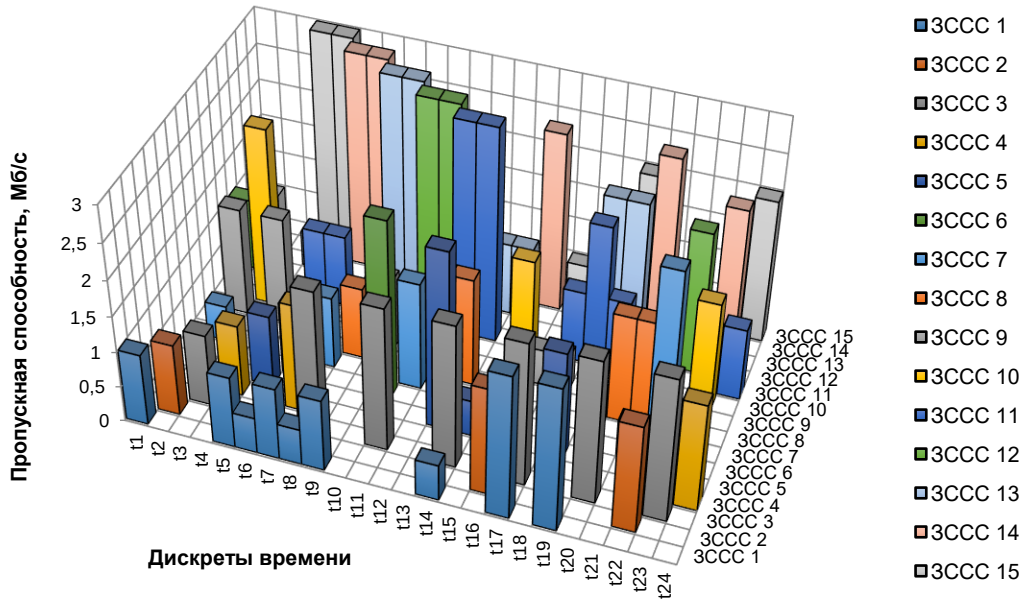


Рис. 2. Типовая диаграмма распределения радиоресурса между ЗССС

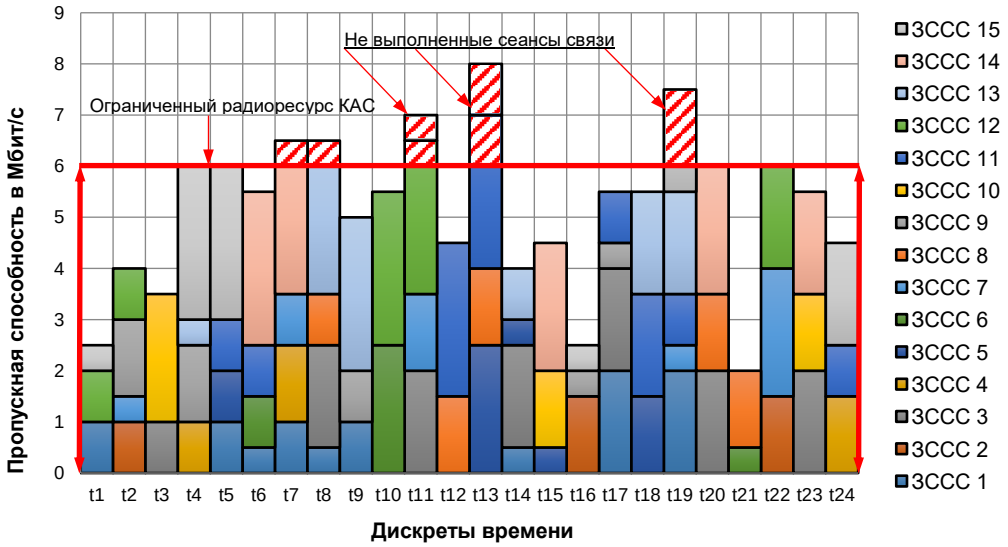


Рис. 3. Типовая диаграмма распределения радиоресурса сегмента ССС

В центр управления ССС «Приморка» целесообразно включить систему оперативного планирования, оснастив ее необходимым алгоритмическим и программным обеспечением, реализованным в виде системы поддержки принятия решений, которая позволит не только автоматизировать наиболее рутинные операции сбора, обработки и анализа информации о состоянии орбитальной группировки КАС и ЗССС, но и обеспечит оперативную генерацию оптимальных вариантов распределения радиоресурса с соответствующей коррекцией сеансов связи.

При создании такой системы можно использовать унифицированные проблемно-ориентированные модули из состава специального математического и программного обеспечения, созданного на основе автоматизированной системы управления ССС «Приморка». Основные усилия, при этом, можно сосредоточить на разработке непосредственно модуля генерации гибких стратегий оперативного планирования сеансов связи ССС. Алгоритм функционирования этого модуля должен реализовывать оптимальные или локально-оптимальные стратегии в реальном масштабе времени. Для их синтеза задача оперативного планирования и распределения радиоресурса ССС должна быть сформулирована в оптимизационной постановке.

1. Теоретико-множественные построения

Для формализации задачи оптимального планирования осуществим необходимые теоретико-множественные построения [7]. Введем в рассмотрение следующие множества:

1) $A = \{A_\nu, \nu = \overline{1,n}\}$ – множество КАС, из состава орбитальной группировки, обладающих радиоресурсом;

2) $B = \{B_\mu, \mu = \overline{1,m}\}$ – множество ЗССС, размещенных на отдельных командно-измерительных комплексах Центра;

3) $C = \{C_\lambda, \lambda = \overline{1,l}\}$ – множество наземных комплексов управления, входящих в состав наземного автоматизированного комплекса управления космическими аппаратами, которым ЗССС предоставляют спутниковые каналы связи;

4) $D = \{O_\chi, \chi = \overline{1,k}\}$ – множество сеансов связи, включенных в состав последовательности сеансов связи, необходимых для информационного обмена в ходе выполнения однотипных задач наземными комплексами управления;

5) $K_{\text{ТС}} = \{K_\lambda, \lambda = \overline{1,l}\}$ – обобщенная последовательность сеансов связи обеспечения всех наземных комплексов управления, где $D \times D \times \ldots \times D \to K_\lambda$, $\lambda = \overline{1,l}$ – последовательности сеансов связи для λ-го комплекса управления.

Временной ресурс задается временным интервалом $T = [t_0, t_f]$, отведенным на выполнение $K_{\text{ТС}}$, а также множеством интервалов времени, так называемых, контактного потенциала R, потенциала доступности Q и канального потенциала E.

Контактный потенциал (рисунок 4) представляет собой совокупность временных интервалов возможного взаимодействия ν-го КАС μ-ой ЗССС, обусловленного пространственно-временными условиями наличия КАС в зоне радиовидимости соответствующей ЗССС:

$$R = \left[r_{\nu\mu}(t): r_{\nu\mu} \in \{0;1\};\ \nu = \overline{1,n};\ \mu = \overline{1,m}, t \in T\right].$$

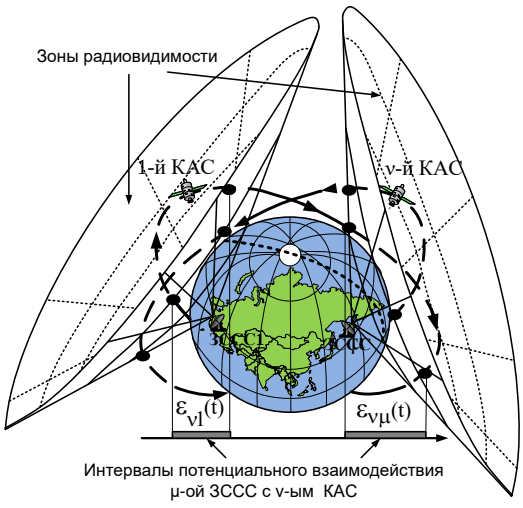


Рис. 4. Контактный потенциал взаимодействия μ-ой ЗССС с ν-ым КАС

Потенциал доступности представляет собой совокупность временных интервалов готовности μ-ой ЗССС к выполнению сеанса связи для предоставления канала связи λ-му наземному комплексу управления, обусловленной ее исправностью, завершенностью проведения на ней профилактических работ и наличием квалифицированного обслуживающего персонала дежурных смен, а также отсутствием ограничений (запретов) на использование, обусловленных задействованием для выполнения специальных работ:

$$Q = \left[q_{\mu\lambda}(t): q_{\mu\lambda} \in \{0;1\}; \mu = \overline{1,m}; \lambda = \overline{1,l}, t \in T\right].$$

Канальный потенциал представляет собой совокупность временных интервалов, когда μ-ая ЗССС готова к выполнению χ-го сеанса связи для обеспечения λ-го наземного комплекса управления каналом спутниковой связи, используя радиоресурс ν-го КАС:

$$R \times Q \times D \to E = \begin{bmatrix} \varepsilon_{\nu\mu\lambda\chi}(t): \varepsilon_{\nu\mu\lambda\chi} \in \{0;1\}; \nu = \overline{1,n}, \\ \mu = \overline{1,m};\ \lambda = \overline{1,l}; \chi = \overline{1,k}; t \in T \end{bmatrix}.$$

Для составления модели управляемого процесса выполнения сеансов связи будем использовать линейную нестационарную дифференциальную динамическую систему в модифицированной форме Коши [8]:

$$\dot{X}(t) = B(t) \circ U(t), \qquad (1)$$

где $X(t) = \left[x_{\lambda\chi}(t),\ \lambda = \overline{1,l};\ \chi = \overline{1,k}\right]$ – $l \times k$-мерная матрица переменных состояния последовательности сеансов связи для наземных комплексов управления λ-го типа;

$$B(t) = \begin{bmatrix} b_{\nu\mu\lambda\chi}(t): b_{\nu\mu\lambda\chi}(t) = \varepsilon_{\nu\mu\lambda\chi}(t) \times \omega_{\nu\mu\lambda\chi}, \\ \nu = \overline{1,n};\ \mu = \overline{1,m};\ \lambda = \overline{1,l};\ \chi = \overline{1,k} \end{bmatrix} -$$

$n \times m \times l \times k$-мерная матрица потенциальной возможности обеспечения последовательностью сеансов связи, элементы которой определяются произведением соответствующих элементов матрицы $E(t)$ канального потенциала на элементы матрицы $\Omega = \left[\omega_{\nu\mu\lambda\chi}: \nu = \overline{1,n};\ \mu = \overline{1,m};\ \lambda = \overline{1,l}; \chi = \overline{1,k}\right]$, скорости передачи соответствующих типов информации;

$$U(t) = \begin{bmatrix} u_{\nu\mu\lambda\chi}(t): u_{\nu\mu\lambda\chi} \in \{0;1\}, \\ \nu = \overline{1,n};\ \mu = \overline{1,m};\ \lambda = \overline{1,l}; \chi = \overline{1,k} \end{bmatrix} -$$

$n \times m \times l \times k$-мерная матрица управляющих параметров.

Учитывая операцию матричного умножения, возможно обобщенную модель выполнения последовательности сеансов связи представить в виде:

$$\dot{x}_{\lambda\chi}(t) = \sum_{\nu=1}^{n} \sum_{\mu=1}^{m} b_{\lambda\chi}(t)\, u_{\lambda\chi}(t)\,; \lambda = \overline{1,l}; \chi = \overline{1,k}.$$

2. Формализация системы ограничений

Первым шагом формализации является формальное описание системы всех ограничений: функциональных, пространственно-временных, ресурсных и краевых.

1) Функциональные пространственно-временные ограничения формализуются с использованием модели управляемого процесса выполнения последовательности сеансов связи следующим образом:

$$\phi\left(\dot{X}, X, U, T\right) = \dot{X}(t) - B(t) \circ U(t) = 0.$$

2) Технические ограничения на выполнение последовательности сеансов связи состоят из следующих:

$\sum_{\chi=1}^{k} b_{\lambda\chi}(t)\ u_{\lambda\chi}(t) \le C_\lambda,\ \lambda = \overline{1,l},\ \chi = \overline{1,k}$ – ограничение на одновременное проведение сеансов связи;

$\sum_{\lambda\in C_\nu}\sum_{\chi=1}^{k} b_{\lambda\chi}(t)u_{\lambda\chi}(t) \le D_{C_\nu} - (card(C_\nu)+1)$,

$\lambda = \overline{1,l},\ \chi = \overline{1,k},\ \nu = \overline{1,n}$ – ограничение на радиоресурс КАС.

3) Временные ограничения или ограничения на временной ресурс являются особым видом ограничений, которые также можно разделить на дифференциальные и интегральные. Под первыми понимается условие принадлежности текущего момента времени t процесса выполнения последовательности сеансов связи заданному временному интервалу $T = [t_0, t_f]$: $t \in T$, отведенному на выполнение последовательности сеансов связи, а вторые учтены в модели выполнения последовательности сеансов связи в форме, так называемого, канального потенциала $E = R \times Q \times D$.

4) Краевые или граничные условия накладываются на матрицу X состояния последовательности сеансов связи. При этом в обязательном порядке устанавливаются граничные условия на левом конце фазовой траектории движения системы, характеризуемом моментом времени $t = t_0$: $X(t_0) = X_0$.

Краевые условия, накладываемые на матрицу X на правом конце фазовой траектории, могут быть сформированы в виде некоторой области Θ_X:

$$X\left(t_f\right) \in \Theta_X = \begin{Bmatrix} X: x_{\lambda\chi}\left(t_f\right) \in \left[x_{\lambda\chi f}^{\min}, x_{\lambda\chi f}^{\max}\right], \\ x_{\lambda\chi f}^{\min} = 0{,}9x_{\lambda\chi f}^{\max}, \lambda = \overline{1,m}, \chi = \overline{1,k} \end{Bmatrix}, \quad (2)$$

несколько «сужающие» «подвижный правый конец», но обеспечивающие поиск не только оптимизационных, но и сатисфакционных (удовлетворяющих всей системе ограничений) решений.

3. Формализация вектора показателей качества

Показатель качества, иногда называемый функционалом качества, является скалярным алгебраическим выражением, содержащим в качестве своих аргументов матрицу X фазовых координат состояния КСС и матрицу управляющих параметров U. Показатель качества в формализованном виде определяет пожелания к качеству переходного процесса управляемого движения системы в фазовом пространстве (пространстве состояний). Для решения нашей задачи использован терминальный функционал Майера, имеющий представление следующего вида:

$$J\left(X(t_f), X_f\right) = \left(X(t_f) - X_f\right)^2 = \\ = \sum_{\lambda=1}^{l}\sum_{\chi=1}^{k}\left(x_{\lambda\chi}\left(t_f\right) - x_{\lambda\chi f}\right)^2, \quad (3)$$

где $J(X(t_f), X_f)$ имеет смысл полноты выполнения запланированных последовательностей сеансов связи от желаемых, а X_f и $X(t_f)$ – матрицы требуемого (предельно-возможного) и финального состояния последовательностей сеансов связи.

4. Формализация критерия оптимальности

Критерий оптимальности (оптимизации) или, как его еще называют, критерий выбора оптимальной альтернативы, в обобщенном виде предъявляет требования к выбору оптимального управления выполнением сеанса связи. При его конструировании используются показатели качества, спроектированные на предыдущем шаге формализации задачи оптимального управления. Критерий должен однозначно определять состав используемых показателей и направление устремления их в процессе оптимизации к экстремуму (extr) – максимуму (max) или минимуму (min). Для решения данной оптимизационной задачи с «унипредпочтением» (*авторск.* с одним показателем качества) критерий оптимизации будет иметь вид:

$$U_{opt}(T) = \arg\min_{U\in U_\Delta}\left\{J\left(X\left(t_f\right), X_f\right)\right\}, \quad (4)$$

и означает, что оптимальной реализацией управления СС на временном интервале T будет $U_{opt}(T)$, являющаяся аргументом, минимизирующим показатель качества $J(X(t_f), X_f)$ на множестве U_Δ допустимых альтернатив управления, то есть альтернатив, удовлетворяющих всей системе ограничений.

Область допустимых альтернатив для рассматриваемой формализации может быть сформирована в следующем виде:

$$U_\Delta = \begin{Bmatrix} U(t)|\phi\left(\dot{X}, X, U, T\right) = 0;\ \sum_{\chi=1}^{k} b_{\lambda\chi}(t)u_{\lambda\chi}(t) \le C_\lambda, \lambda = \overline{1,l};\ \chi = \overline{1,k}; \\ \sum_{\lambda\in C_\nu}\sum_{\chi=1}^{k} b_{\lambda\chi}(t)u_{\lambda\chi}(t) \le D_{C_\nu} - (card(C_\nu)+1)\Delta d, \lambda = \overline{1,l};\ \chi = \overline{1,k}; \\ X\left(t_f\right) \in \Theta_X, \qquad t \in T \end{Bmatrix}, \quad (5)$$

где учтена система функциональных пространственно-временных ограничений, технических ограничений, краевых условий и ограничений на временной ресурс.

5. Динамическая интерпретация задачи

Динамическая интерпретация задачи оптимального планирования выполнения сеансов связи позволяет для поиска решения сформулированной задачи использовать формализм принципа максимума Л.С. Понтрягина, технология практического применения которого предполагает выполнение следующих действий.

1) Для начала введем в рассмотрение $l \times k$-мерную матрицу (совпадающую по размерности с матрицей X), так называемых, сопряженных переменных $P(t) = \left[p_{\lambda\chi}(t), \lambda = \overline{1,l}, \chi = \overline{1,k}\right]$.

2) Затем с использованием матрицы $P(t)$, а также модели (1) выполнения сеансов связи, показателя качества (3) и критерия оптимизации (4) решаемой задачи оптимального планирования и распределения ресурса ССС сконструируем скалярную функцию Гамильтона (гамильтониан) в следующем обобщенном виде:

$$H(t) = P(t) * \dot{X}(t) = P(t) * B(t) \circ U(t) = \\ = \sum_{\lambda=1}^{l}\sum_{\chi=1}^{k} p_{\lambda\chi}(t)\varepsilon_{\lambda\chi}(t)\omega_{\lambda\chi}u_{\lambda\chi}(t).$$

3) Сформируем канонические соотношения, позволяющие получить математические модели прямой и сопряженной систем:

$$\dot{X}(t) = \left[\frac{\partial H}{\partial P}\right]^T = B(t) \circ U(t);$$

$$\dot{P}(t) = -\left[\frac{\partial H}{\partial X}\right]^T = \left[\frac{\partial g(U,X)}{\partial X}\right]^T.$$

Причем первое каноническое соотношение, являющееся моделью (1) прямой системы, служит для проверки правильности составления гамильтониана.

4) Сформируем условия стационарности гамильтониана, позволяющие получить так называемую структуру оптимального управления или, как ещё говорят, сформировать оптимальную стратегию управления на множестве U_Δ допустимых альтернатив (5) в каждый момент времени t, принадлежащий временному интервалу T управления:

$$U_{opt}(t) = \arg\max_{U \in U_\Delta} H\big(P(t), X(t), U(t)\big), \forall t \in T. \quad (6)$$

Считается, что использование условия стационарности принципа максимума позволяет свести сформулированную оптимизационную задачу, имеющую, в общем случае, континуальное (бесконечное) множество допустимых решений, к стандартной краевой задаче. Алгоритм решения такой задачи сводится к выбору значений матрицы P сопряженных переменных на левом конце траектории – $P(t_0) = P_0$, обеспечивающих выполнение краевых условий задачи (2) с использованием управления, формируемого на основе условия стационарности. Поскольку краевые условия используются при формировании множества U_Δ допустимых альтернатив, то формулировка краевой задачи может быть еще более сокращена.

Требуется найти такую матрицу P_0 значений сопряженных переменных на левом конце фазовой траектории движения прямой и сопряженной систем, при которых будет найдено допустимое решение (принадлежащее множеству U_Δ допустимых альтернатив) с использованием управления $U(t)$, t ∈ T, полученного из условия стационарности (6). При этом утверждается, что полученное решение будет оптимальным, то есть условие стационарности предоставляет нам необходимые условия получения оптимального решения. Кроме этого, доказано, что для линейных динамических систем, к классу которых относится и рассматриваемая нами модель (1), условия стационарности принципа максимума являются не только необходимыми условиями оптимальности, но и достаточными. То есть, полученное с их помощью оптимальное решение является еще и единственным.

6. Выбор подхода и алгоритма решения краевой задачи для поиска оптимального решения

Для получения оптимального решения организуется итерационный процесс, предполагающий последовательное приближение от некоторого начального решения, называемого диспетчерским, к требуемому – оптимальному. С этой целью каким-либо образом может быть задано начальное приближение матрицы сопряженных переменных $P^{(0)}(t_0) = \mathrm{P}_0^{(0)}$ и организован итерационный процесс его уточнения с целью максимально полного удовлетворения краевым условиям задачи оптимального планирования. С целью определения направления, в котором должна идти коррекция матрицы P_0, необходимо сформировать матрицу невязок краевых условий $\Delta X_f^{(j)} = X^{(j)}(t_f) - X_f$, где j – номер итерации решения краевой задачи.

Известно, что скорость сходимости градиентных процедур поиска оптимальных решений, а именно к этому классу относятся процедуры решения краевых задач, во многом зависит от качества первого приближения, называемого диспетчерским решением, а точнее от близости его к искомому оптимальному. Используемое условие трансверсальности для оценки первого приближения матрицы P сопряженных переменных на правом конце траектории – $P(t_f) = P_f$, которые могут быть представлены в следующем виде:

$$P(t_f) = -\left[\frac{\partial h(X(t_f), X_f^з)}{\partial X(t_f)}\right]^T. \quad (7)$$

Затем с использованием второго канонического соотношения:

$$\dot{P}(t) = -\left[\frac{\partial H}{\partial X}\right]^T = \left[\frac{\partial g(U,X)}{\partial X}\right]^T,$$

определяющего модель сопряженной системы, может быть произведен прогноз значений матрицы P на левый конец фазовой траектории – P_0. Однако в общем случае этот прогноз должен осуществляться совместно с прямой системой. Для этого необходимо задать ее краевые условия на правом конце фазовой траектории такие, которые в наибольшей степени соответствовали бы требуемым и для получения которых программа управления $U(t)$, $t \in T$ была бы известна и принадлежала бы множеству допустимых альтернатив U_Δ, то есть являлась бы неким «сатисфакторным» (*от англ.* satisfactory – удовлетворительный, приемлемый, достаточный) решением. Такое решение называется опорным, так как весь дальнейший итерационный процесс поиска оптимального решения опирается на полученный с его помощью результат.

При практической реализации краевых задач пользуются, как правило, методом последовательных приближений (итераций). Суть решения любой краевой задачи сводится к отысканию такого решения заданной системы дифференциальных уравнений, которое обеспечило бы удовлетворение требуемых краевых (граничных) условий. Следует заметить, что для решения краевой задачи необходимо иметь свободные параметры управления. Для единственности решения краевой задачи число свободных параметров (с математической точки зрения произвольных постоянных) должно быть равно числу краевых условий. При решении поставленной задачи предполагается, что все, ранее наложенные ограничения на параметры активного участка, должны быть выполнены. Решение краевой задачи условно можно разбить на два следующих этапа:

1) составление системы дифференциальных уравнений движения при условии, что ни один управлявший параметр не возмущен, и при условии последовательного возмущения одного из управляющих параметров. Таким образом, необходимо решить составленную систему уравнений (n+1) раз, где n – число управляющих параметров;

2) на основании информации, полученной на первом этапе, необходимо составить и решить систему линейных уравнений с целью отыскания уточненных значений управляющих параметров.

Эта процедура повторяется до тех пор, пока полученные краевые условия не будут отличаться от требуемых не более чем на заданные заранее величины. На этом заканчивается решение краевой задачи.

Заключение

Таким образом, для получения оптимального решения организуется итерационный процесс, предполагающий последовательное приближение от некоторого начального решения, называемого диспетчерским, к требуемому – оптимальному. С этой целью может быть задано начальное приближение матрицы сопряженных переменных $P(t_0) = P_0$ и организован итерационный процесс ее уточнения до выполнения условий $\left|J^{(j-1)} - J^{(j)}\right| \le \varepsilon$, где ε – малый параметр, характеризующий требуемую точность вычисления плана.

Для получения диспетчерского решения можно воспользоваться двумя приемами. В первом случае, который может быть назван ручным, следует в качестве диспетчерского выбрать любой допустимый по ограничениям (сатисфакционный) план. Во втором случае, который может быть назван автоматизированным, следует получить субоптимальный план в предположении, что на интервале планирования $(t_0, t_f]$ характер сопряженных переменных может представляться кусочно-постоянными функциями, численное значение которых в моменты времени возможного по тем или иным причинам переключения управления определяется выражением для модифицированных условий трансверсальности:

$$P(t) = -\left[\frac{h(X(t), X_f^з)}{X(t)}\right]^T =$$

$$= -\left[\frac{\left(X(t) - X_f^з\right)^T \Lambda \left(X(t) - X_f^з\right)}{X(t)}\right]^T = \quad (8)$$

$$= -\left[\frac{\sum_{\lambda=1}^{l}\sum_{\chi=1}^{k} \alpha_{\lambda\chi}\left(x_{\lambda\chi}(t) - x_{\lambda\chi f}^з\right)^2}{x(t)}\right]^T =$$

$$= \left[2 \times \alpha_{\lambda\chi}\left(x_{\lambda\chi f}^з - x_{\lambda\chi}(t)\right), \lambda = \overline{1,l}, \chi = \overline{1,k}\right].$$

Итерационный процесс последовательного уточнения матрицы P_0 может производиться с использованием известных методов решения краевых задач и численной оптимизации. В частности, в рассматриваемом случае можно воспользоваться методом Крылова-Черноусько, методом Ньютона и его модификациями, градиентными и субградиентными методами, например, покоординатного спуска, а также методами штрафных функций.

Результаты экспериментальных исследований по оцениванию близости полученного результата к оптимальному, показывают снижение качества локально-оптимального управления по сравнению с оптимальным не более чем на 10÷15 %, что может быть признано вполне приемлемым и позволяет повысить эффективность используемого радиоресурса на 40%, что согласуется с результатами, представленными в работах [9, 10, 11].

Список используемых источников

1. Ковальский А.А., Терещенко С.В., Шаповалов А.А. Модели и алгоритмы статистического уплотнения разнородного трафика в земных станциях спутниковой связи // Труды Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского. 2016. № 654. С. 34–42.
2. Зиннуров С.Х., Ковальский А.А., Кузичкин А.В. Динамическое распределение радиоресурса ретранслятора с учетом неоднородности трафика и запаздывания при управлении // Известия института инженерной физики. 2014. Т. 4. № 34. С. 51–56.
3. Кузичкин А.В., Зиннуров С.Х., Ковальский А.А. Оперативное распределение радиоресурса спутника-ретранслятора при нестационарном входном потоке сообщений с учетом запаздывания в управлении // Инженерная физика. 2015. № 6. С. 49–57.
4. Топорков И.С., Ковальский А.А., Зиннуров С.Х. Модель и алгоритм управления процессом резервирования ресурса сети спутниковой связи при обслуживании мультисервисного нестационарного трафика // Известия института инженерной физики. 2016. Т. 1. № 39. С. 37–47.
5. Мануйлов Ю.С., Птушкин А.И., Стародубов В.А. Методологические основы применения гибких стратегий управления космическими аппаратами. СПб: МО РФ, 2002. 102 с.
6. Жуков С.Е., Ковальский А.А., Квасов М.Н., Митряев Г.А. Оперативное распределение радиоресурса системы спутниковой связи в целях обеспечения управления космическими аппаратами // Труды Научно-исследовательского института радио. 2017. № 2. С. 29–36.
7. Мануйлов Ю.С., Новиков Е.А. Метод и алгоритм оперативного планирования работы наземных средств на основе принципа гибких стратегий // Сборник алгоритмов и программ типовых задач. СПб: МО РФ, 2005. Вып. 23. С. 3–17.
8. Мануйлов Ю.С., Новиков Е.А. и др. Алгоритм локально-оптимального управления комплексом операций обслуживания однотипных объектов // Сборник алгоритмов и программ типовых задач. СПб: МО РФ, 2004. Вып. 22. С. 3–17.
9. Ковальский А.А. Исследование адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации мультисервисного трафика в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи. Часть 1. обоснование и постановка задачи // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 57–65.
10. Ковальский А.А. Исследование адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации мультисервисного трафика в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи. Часть 2. Модели адаптивного мультиплексирования трафика // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 2. С. 84–92.
11. Ковальский А.А. Исследование адаптивного мультиплексирования и диспетчеризации мультисервисного трафика в каналообразующей аппаратуре земных станций спутниковой связи. Часть 3. Алгоритмы диспетчеризации // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 78–85.

* * *

TASK`S SOLUTION OF SATELLITE COMMUNICATION SYSTEM`S OPTIMAL RADIO RESOURCE PLANNING FOR THE SESSIONS OF SPACE APPLIANCE`S ORBITAL GROUP MANAGING

S. Zinnurov[1], **A. Kovalsky**[1], **G. Mitryaev**[1]

[1]Military space academy of A.F. Mozhaysky,
St. Petersburg, 197198, Russian Federation

Article info
Article in Russian

For citation: Zinnurov S., Kovalsky A., Mitryaev G. Task`s Solution of Satellite Communication System`s Optimal Radio Resource Planning for the Sessions of Space Appliance`s Orbital Group Managing // Proceedings of Telecommunication Universities. 2018. Vol. 4. Iss. 1. PP. 67-74.

Abstract: *The satellite communication system of the main test space center is considered. The analysis of the elements which are its part, their tasks, backbone components, and also the used technologies of communication is carried out. Mathematical modeling of execution of communication sessions is carried out. The problem definition of optimum planning and operational distribution of a radio resource of satellite communication system is formulated. As a solution`s method of an objective approach on the basis of the maximum principle of L.S. Pontryagin is selected.*

Keywords: *satellite communication system, optimum planning of communication sessions, operational distribution of a radio resource, maximum principle of L.S. Pontryagin.*

МЕТОД КОЛИЧЕСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ СЛУХОВОГО ВОСПРИЯТИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ. ЧАСТЬ 1. ИСПЫТАТЕЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ И МЕРЫ КОЛИЧЕСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

М.О. Пахомов[1]*, **В.С. Рожнов**[1,2]

[1]Санкт-Петербургский филиал корпорации LG Electronics inc.,
Санкт-Петербург, 191123, Российская Федерация
[2]Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
*Адрес для переписки: mpakhomov39@gmail.com

Информация о статье
УДК 621.391.832.43
Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Пахомов М.О., Рожнов В.С. Метод количественной оценки слухового восприятия нелинейных искажений. Часть 1. Испытательные сигналы и меры количественной оценки нелинейных искажений // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 75–84.

Аннотация: *Изложена процедура выделения сигнала нелинейных искажений, возникающих в звуковых трактах различных устройств, при одновременном наличии в воспроизводимом сигнале частотных и динамических искажений. Предложены критерии оценки их слуховой заметности, и весовые коэффициенты, учитывающие распределение энергии сигнала нелинейных искажений по частоте и длительности заметно искаженных фрагментов. Получены предварительные экспериментальные данные, подтверждающие зависимость слухового восприятия нелинейных искажений в зависимости от тональной структуры сигнала и спектрального распределения отношения «Шум-Маска»*

Ключевые слова: *многотональные испытательные сигналы, нелинейные искажения, одновременная маскировка, отношение «Шум-Маска».*

1. ВВЕДЕНИЕ

Существующие методы оценки нелинейных искажений можно разделить на несколько групп с точки зрения учета, как характеристик выбранного испытательного сигнала, так и закономерностей слухового восприятия. Стандартные метрики количественной оценки нелинейных искажений (коэффициент гармонических искажений, коэффициент интермодуляций), а также методы использующие ряды Вольтера для расчета гармоник высоких порядков не имеют явной привязки к характеристикам испытательного сигнала и учитывают такого важного феномена слухового восприятия как маскировка. В предлагаемой работе оба этих недостатка устранены. Для точного выделения и оценки слуховой заметности нелинейных искажений из сильно искаженного музыкального сигнала, содержащего одновременно различные виды искажений при значительной величине каждого из них, предлагается использовать синтезированный многотональный сигнал, амплитудно-частотно-временные характеристики которого соответствуют по целому ряду параметров музыкальному сигналу, используемому при проведении экспертиз. При этом для получения оценок, совпадающих с данными субъективно-статистических экспертиз, необходимо учитывать эффекты маскировки полезным сигналом нелинейных искажений, динамические, временные и частотные особенности последнего, существенно влияющие на его слуховую заметность.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В [1], [2] исследовано влияние нелинейных искажений на субъективное восприятие музыкальных и речевых сигналов. В качестве испытательного сигнала автором этой работы использован синтезированный многотональный сигнал, предложенный ранее в [3], [4]. Подобные многотональные сигналы с различным распределением спектраль-

ных компонент по частоте и постоянным уровнем каждой спектральной компоненты подробно описаны в [5]. На наш взгляд, у таких сигналов, содержащих определенное число тональных компонент постоянной амплитуды, имеется существенный недостаток – отсутствие связи со структурой реальных музыкальных сигналов, используемыми экспертами при тестовом прослушивании.

Известно, что величина и слуховая заметность нелинейных искажений, вносимых в сигнал звуковыми трактами испытуемых устройств, зависит от амплитудно-частотно-временных характеристик самого испытательного сигнала [6]. При этом для обеспечения высокой корреляции между экспертными оценками и данными измерений необходимо выполнить два условия:

– обеспечить точное выделение сигнала нелинейных искажений, внесенных в испытательный сигнал оцениваемым звуковым трактом;

– устранить энергетические, частотные и временные различия между испытательным и соответствующим ему музыкальным сигналом в каждый текущий момент времени.

При использовании в качестве испытательного сигнала музыкальных фонограмм наибольшую сложность представляет задача выделения сигнала нелинейных искажений из исходного музыкального сигнала, прошедшего через звуковой тракт испытуемого устройства. В психоакустической модели PEAQ (*от англ.* Perceptual Evaluation of Audio Quality) [7], [8] для этого используется вычитание спектров референсного музыкального и тестового сигналов с последующей компенсацией частотных искажений, возникающих в звуковых трактах одновременно с нелинейными. Однако при одновременном присутствии в оцениваемом сигнале частотных и динамических искажений точное выделение сигнала нелинейных искажений является крайне сложной задачей.

В данной работе изложен метод, позволяющий, с одной стороны, обеспечить точное выделение сигнала нелинейных искажений из музыкального сигнала, прошедшего звуковой тракт испытуемого устройства и, с другой стороны, получить при этом для него близкие к референсному музыкальному сигналу амплитудно-частотно-временные характеристики. Иными словами, ниже изложен метод синтеза многотонального сигнала, спектр которого имеет идентичное исходному музыкальному сигналу частотно-временное распределение энергии в любой текущий момент времени.

Для большей строгости последующего изложения введем следующие пояснения используемых терминов:

– референсный музыкальный сигнал – музыкальный сигнал, отобранный экспертами для оценки качества звуковых трактов испытуемых устройств;

– референсный многотональный сигнал – многотональный сигнал, синтезированный из референсного музыкального сигнала;

– тестовый музыкальный сигнал – референсный музыкальный сигнал, прошедший через звуковой тракт испытуемого устройства и записанный с помощью микрофона;

– тестовый многотональный сигнал – референсный многотональный сигнал, прошедший через звуковой тракт испытуемого устройства, и также записанный с помощью микрофона;

– очищенный тестовый многотональный сигнал – сигнал, имеющий в своем составе только спектральные компоненты тестового многотонального сигнала, содержащиеся в референсном многотональном сигнале;

– сигнал нелинейных искажений – сигнал, содержащий только новые спектральные компоненты тестового многотонального сигнала после его прохождения через звуковой тракт испытуемого устройства, т.е. изначально отсутствующие в референсном многотональном сигнале.

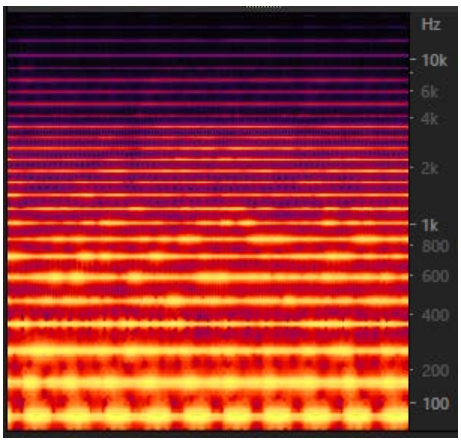
3. МНОГОТОНАЛЬНЫЙ СИГНАЛ

В рамках данной работы предложено использовать три типа структур референсных многотональных сигналов, применяемых для оценки величины нелинейных искажений, возникающих в звуковом оборудовании различного назначения: стационарный, квазистационарный и прореженный музыкальный. Перечислим кратко основные достоинства и недостатки каждого из них.

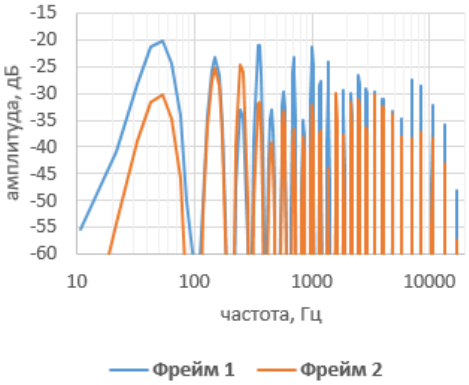
3.1. Стационарный и квазистационарный референсные многотональные сигналы

Стационарный референсный многотональный сигнал содержит наборы тональных компонент определенной частоты, амплитуды и фазы, квазистационарный – тональные компоненты с изменяющейся во времени частотой, амплитудой и фазой, отражающей текущие изменения в референсном музыкальном сигнале.

Стационарный сигнал содержит набор тональных компонент, расположенных в центрах 1/3 октавных частотных полос (всего 24 компоненты). Его длительность выбирается равной длительности референсного музыкального сигнала. Оба сигнала разделяются на выборки длиной 1024 отчета с 50% перекрытием. Для каждой выборки с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) вычисляется усредненная в 1/3 октавных полосах частот энергия каждого из них, при этом энергия соответствующих компонент созданного референсного многотонального сигнала устанавливается равной значениям энергии исходного референсного музыкального сигнала в соответствующих полосах частот (рисунок 1).



а)



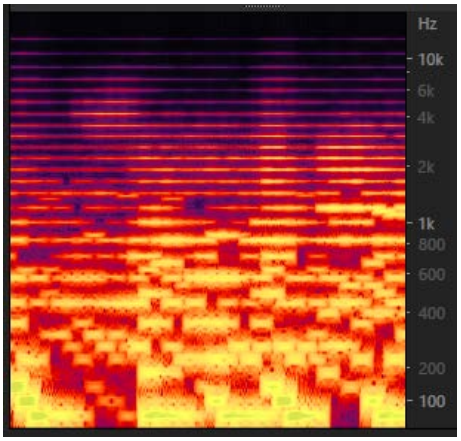
б)

Рис. 1. Стационарный многотональный сигнал: а) спектрограмма; б) спектры произвольных выборок

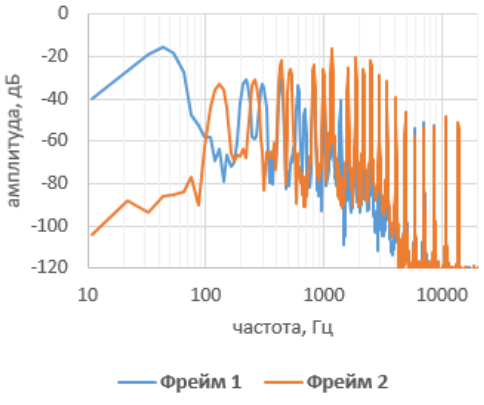
Спектрограммы показывает, что частоты компонент не меняются на всей длительности сигнала, а меняются только амплитуды.

Достоинством данного подхода является простота создания стационарного референсного многотонального сигнала, выделения сигнала нелинейных искажений и расчета порога маскировки при оценке слуховой заметности нелинейных искажений. Недостатком такого тестового сигнала является неполное соответствие характеристик стационарного многотонального сигнала структуре исходного музыкального сигнала. Это может приводить к существенному расхождению характеристик сигналов нелинейных искажений, выделяемых из соответствующих тестовых сигналов (референсных музыкального и многотональный сигналов, пропущенных через испытуемый звуковой тракт).

Структура квазистационарного референсного многотонального сигнала также содержит 24 тональных компоненты, однако их частоты, амплитуды и фазы не постоянны на всем протяжении сигнала – в каждый текущий момент времени они выбираются в соответствии с параметрами максимальных спектральных компонент соответствующей выборки исходного сигнала. Для того, чтобы избежать появления дополнительных искажений, возникающих при выполнении прямого БПФ (известных как эффект Гиббса), выборка референсного музыкального сигнала предварительно взвешивается окном Ханна, при этом для каждой одной выборки референсного музыкального сигнала создаются 3 выборки референсного многотонального сигнала с 50 % перекрытием. Частота спектральной компоненты в каждой 1/3 октавной полосе частот создаваемого референсного многотонального сигнала, соответствует частоте максимальной компоненты референсного музыкального сигнала из соответствующей выборки, а ее уровень устанавливается равным уровню энергии в 1/3 октавной полосе исходного сигнала. Фазы компонент при этом выбираются случайным образом. В случае отсутствия тональных компонент в некоторой 1/3 октавной полосе референсного музыкального сигнала в центр соответствующей частотной полосы референсного многотонального сигнала добавляется тональная компонента с энергией, равной суммарной энергии шумовых компонент исходного референсного музыкального сигнала в данной полосе. В результате для каждой его выборки длиной 1024 отсчета создается набор стационарных фрагментов референсного многотонального сигнала длительностью 1024·2 = 2048 отсчетов сигнала каждый, по три фрагмента с 50 % перекрытием (рисунок 2).



а)



б)

Рис. 2. Квазистационарный многотональный сигнал: а) спектрограмма; б) спектры произвольных выборок

Спектрограмма показывает, что отдельные фрагменты сигнала отличаются друг от друга не только амплитудами компонент, но и их частотой. На высоких частотах спектр сигнала состоит из набора тонов с фиксированной частотой, поскольку в исходном музыкальном сигнале в этих полосах частот не нашлось компонент соответствующих критерию отбора.

Для каждого фрагмента создается запись в паспорте референсного многотонального сигнала, содержащая информацию о типе спектральной компоненты – тональная или шумовая (рисунок 3).

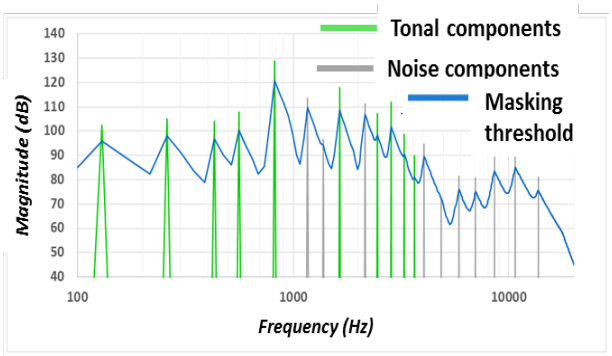


Рис. 3. Спектр выборки квазистационарного сигнала с разделением на тональные и шумовые компоненты

Достоинством второго подхода является более полное соответствие квазистационарного референсного многотонального сигнала структуре исходного референсного музыкального сигнала, чем в первом случае. Недостатком может служить нарушение фазовой характеристики сигнала, увеличенная в два раза длительность и замена реальных шумовых компонент тональными, что приводит к появлению дополнительных интермодуляционных искажений. Поскольку наиболее критичными с точки зрения возникновения нелинейных искажений являются участки сигнала, имеющие максимальную амплитуду и частоту, близкую к частоте резонанса громкоговорителя, то имеет смысл создавать референсный многотональный сигнал не по всей длительности референсного музыкального сигнала, а только по его фрагментам, относящимся к указанным выше отрезкам.

3.2. Прореженный по частоте референсный многотональный сигнал

Данный вариант референсного многотонального сигнала создается путем удаления из исходного референсного музыкального сигнала спектральных компонент с малой энергией. Известны два варианта получения сигнала, различающиеся степенью прореживания спектра референсного музыкального сигнала. При процедуре прореживания сигнал разделяется на выборки длиной 2048 отсчетов с 50 % перекрытием, далее с помощью БПФ вычисляется спектр каждой из них. Спектр полученного сигнала разделяется на полосы, соответствующие критическим полосам слуха, и в каждой такой полосе, в зависимости от варианта реализации, выбирается либо одна максимальная спектральная компонента, либо несколько компонент, соответствующих некоторому критерию отбора (например, уровень локального максимума должен превышать соседние локальные минимумы на 7 дБ); прочие спектральные компоненты обнуляются. В случае отсутствия явно выраженных максимумов сигнала в некоторой полосе, имеющийся шумовой сигнал заменяется тональной компонентой, расположенной в центре этой полосы и с такой же энергией. Далее производится подстройка уровней выбранных спектральных компонент для уравнивания энергий исходного и прореженного сигналов в критических полосах слуха. В заключении осуществляется перевод полученного сигнала во временную область и проверка его максимальных энергий в выбранных частотных полосах. Для каждой выборки сигнала создается запись в паспорте, содержащая информацию о наличии и типе компоненты в каждой критической полосе (рисунок 4).

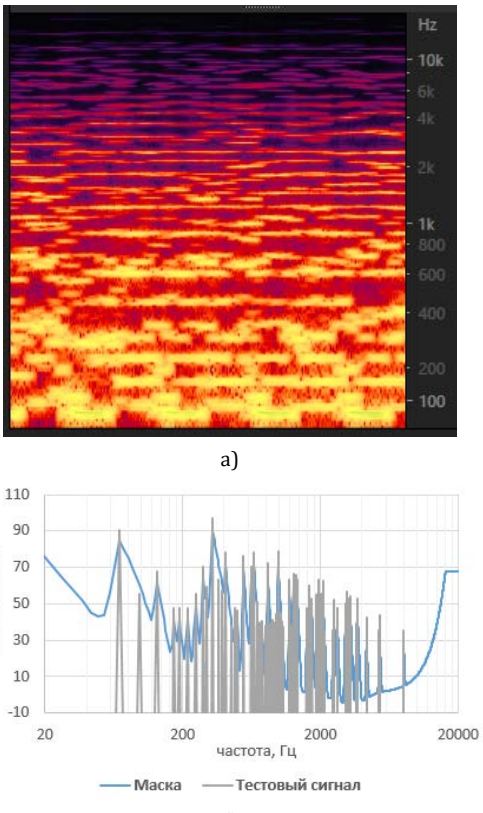


Рис. 4. Прореженный музыкальный сигнал: а) спектрограмма; б) спектр произвольной выборки и глобальный порог маскировки

Из спектрограммы видно, что в отличие от стационарного и квазистационарного искусственных многотональных сигналов спектральная структура прореженного музыкального сигнала наиболее близка структуре исходного референсного музыкального сигнала в каждый текущий момент времени. Это является достоинством такого подхода,

но и определяет его основной недостаток – сложность выделения сигнала нелинейных искажений.

Следует отметить, что для последующей синхронизации тестовых и референсных сигналов, в начало и в конец каждого из них добавляются специальные последовательности тональных импульсов.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

В процессе исследований в испытательный сигнал вносились нелинейные искажения, как в отдельных узких полосах частот, так и одновременно во всем диапазоне слышимых частот. Уровень сигнала нелинейных искажений был привязан к порогу его маскировки полезным сигналом в каждом диапазоне частот.

4.1. Вносимые нелинейные искажения

Для внесения нелинейных искажений в референсные музыкальные и многотональные сигналы использовались способы, подробно описанные в [1], а именно: мягкое и жесткое, симметричное и асимметричное клиппирование сигнала в выбранной полосе частот, смешивание испытательных сигналов с белым шумом, пропускание сигналов через звуковые тракты, обеспечивающие внесение разных видов нелинейных искажений в испытательный сигнал.

Исследовалось слуховое восприятие следующих типов искажений:

– жесткое симметричное ограничение сигнала с различными уровнями и длительностями существования, при этом уровни ограничения выбирались на основе распределений мгновенных значений амплитуд РМС;

– жесткое асимметричное ограничение положительных пиков сигнала во временной области (с различными уровнями ограничения);

– мягкое симметричное ограничение с разными параметрами компрессора;

– мягкое асимметричное ограничение положительных пиков сигнала во временной области с разными параметрами компрессора;

– центрирование, при котором отсчеты сигнала в пределах определенного диапазона изменения амплитуд устанавливались равными 0 (диапазоны ограничения были установлены в % от среднеквадратичного значения входного сигнала);

– пропускание сигнала через звуковые тракты с различными уровнями гармонических искажений (величины гармонических искажений для 10 % значений мгновенных амплитуд референсного музыкального сигнала составляли от 5 до 50 % в разных диапазонах частот).

При моделировании узкополосных нелинейных искажений референсные музыкальные сигналы обрабатывались соответствующими фильтрами для выделения низкочастотной части сигнала, которая подавалась на вход компрессоров. Полученные после цифровой фильтрации сигналы в полосе частот выше частоты среза фильтра содержали только компоненты искажений. С помощью полосовых фильтров формировался набор сигналов нелинейных искажений в ½ октавных полосах частот. Далее полученные сигналы объединялись и микшировались с референсными музыкальными сигналами.

В результате был получен широкий набор сигналов нелинейных искажений разных типов с различным амплитудно-частотно-временным распределением. Для чего было создано специальное программное обеспечение, которое также используют для изменения уровня (дозирования) искажений в разных полосах частот.

4.2. Эксперты

В качестве экспертов привлекались молодые люди (возраст от 24 до 31 года, 8 человек) без дефектов слуха, имеющие аудиометрический порог ниже 20 дБ в полосе частот 125 Гц – 8 кГц. Для оценки слуховой заметности вносимых искажений использовалась семибалльная шкала, при этом наиболее предпочтительное звучание получало оценку 7 баллов, наименее предпочтительное – 1.

4.3. Тестовые сигналы

Референсные музыкальные сигналы представляли собой звуковые отрывки различных жанров – джаз, поп, рок музыка, женский вокал с аккомпанементом, фортепьяно, классическая музыка в исполнении оркестра. Все записи были взяты с коммерческих компакт-дисков. Выбранные отрывки имели длительность от 10 до 15 с.

Референсные музыкальные сигналы обрабатывались созданным программным обеспечением (для внесения требуемых нелинейных искажений); они также подавались на звуковые тракты испытуемых устройств. Запись сигналов осуществлялась в звукоизолированной камере с уровнем фонового шума в полосе частот от 100 Гц до 20 кГц ниже 20 дБ. Далее эти тестовые сигналы обрабатывались фильтрами для устранения внесенных частотных искажений и затем предлагались экспертам для получения субъективной оценки. Прослушивания проводились в звукоизолированной комнате. Тестовые музыкальные сигналы через внешнюю 24-х битовую звуковую карту MOTU UltraLite-mk3 подавались на усилитель HiFiMan EF-100, после чего воспроизводились с помощью высококачественных головных телефонов Sennheiser HD 800, имеющих крайне низкий коэффициент нелинейных искажений (< 1 %) .

Перед началом экспериментальных исследований экспертам были предъявлены образцы отобранных референсных музыкальных сигналов (свободных от искажений, с оценкой 7 баллов). Аналогичным образом были предъявлены также

образцы сигналов с максимальным количеством внесенных нелинейных искажений (как наихудшее звучание, с оценкой 1 балл). Экспертам предлагалось прослушать весь набор записей в любом произвольном порядке для оценки их качества, затем, прослушивая повторно, поставить оценку в соответствии с собственным предпочтением, используя семибалльную шкалу. Оценки различных экспертов усреднялись. Доверительный интервал для оценок экспертов составил 0,54 балла.

5. ВЫДЕЛЕНИЕ СИГНАЛА НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Тестовые многотональные сигналы, полученные программным путем или прошедшие звуковой тракт испытуемого устройства, помимо полезного сигнала содержат в себе также сигнал частотных, нелинейных и динамических искажений. Обычно энергия сигнала частотных искажений на порядок превосходит энергию сигнала нелинейных искажений.

Как было отмечено ранее, для оценки слуховой заметности нелинейных искажений и их влияния на субъективное предпочтение необходимо обеспечить точное выделение сигнала нелинейных искажений. Обычно эта задача решается с помощью свертки тестового сигнала с инвертированной импульсной характеристикой оцениваемого звукового тракта, последующей нормализацией и вычислением разницы спектров полученного сигнала и референсного сигнала. Однако в случае присутствия в испытуемом устройстве значительных динамических искажений указанный способ не позволяет достичь необходимой точности при выделении сигнала нелинейных искажений, так как импульсная характеристика тракта изменяется в момент срабатывания ограничителя.

Приведем краткое описание процедуры выделения сигнала нелинейных искажений из пары референсного и тестового многотональных сигналов. Предварительно оба сигнала синхронизируются с точностью до < 5 отсчетов, затем разбиваются на выборки, после чего взвешиваются оконной функцией и с помощью БПФ переводятся в частотную область. Следует отметить, что алгоритмы выделения сигнала нелинейных искажений имеют отличия в зависимости от версии многотонального сигнала. Далее спектр выборки тестового многотонального сигнала разделяется на два набора компонент – первый включает только те компоненты, которые содержатся в спектре соответствующей выборки референсного многотонального сигнала. Эти компоненты образуют очищенный тестовый многотональный сигнал. Второй набор содержит новые компоненты, отсутствующие в спектре исходного многотонального сигнала – они представляют собой сигнал нелинейных искажений (рисунок 5).

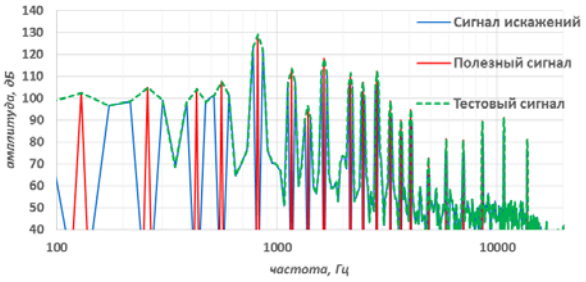


Рис. 5. Спектр выборки тестового сигнала с разделением его на полезный сигнал и сигнал нелинейных искажений

6. ОЦЕНКА СЛУХОВОЙ ЗАМЕТНОСТИ СИГНАЛА НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Для оценки влияния сигнала нелинейных искажений на субъективную оценку качества необходимо учитывать эффект маскировки полезным сигналом и разную чувствительность слуховой системы человека в различных диапазонах частот [9], [10].

Для учета эффекта маскировки сигнала нелинейных искажений полезным сигналом использовались разные психоакустические модели. Для стационарного и квазистационарного сигналов использовалась упрощенная психоакустическая модель стандарта MPEG-1 ISO/IEC 11172-3.

Анализируемый тестовый многотональный сигнал разбивается на выборки, длительность которых зависит от типа используемого многотонального сигнала и для каждой выборки сигнала вычисляется энергетический линейчатый спектр $X(k)$. Для уменьшения краевых эффектов при выполнении БПФ используется окно Ханна $h(n)$. Для полученного энергетического спектра выполняется процедура нормирования, здесь максимальной спектральной компоненте присваивается уровень 96 дБ, а все значения остальных спектральных компонент подвергаются процедуре коррекции относительно этой величины. Для каждой тональной и шумоподобной компонент (информация о типе компоненты берется из паспорта сигнала) выполняется расчет коэффициентов маскировки и индивидуальных кривых маскировки $M[z(i), z(j)]$, и затем для них вычисляются пороги маскировки $N_{\text{ТК}}[z(i)]$ и $N_{\text{ШК}}[z(i)]$. В завершении, рассчитанные пороги суммируются вместе с абсолютным порогом слышимости для получения глобального порога маскировки $N_{\text{ПМ}}(i)$ в каждой субполосе психоакустического анализа [11], [12], [13].

Следует отметить, что аппроксимации, приведенные в разных источниках, могут недостаточно соответствовать реальным порогам маскировки для конкретного слушателя. Поэтому коэффициенты и форма порогов редактировалась в процессе проведения тестов прослушивания таким образом, чтобы продукты нелинейных искажений, регистрируемые слушателями с вероятностью выше 75 %, гарантированно превышали порог маскировки.

При использовании в качестве испытательных сигналов прореженных музыкальных сигналов было принято решение использовать стандарты MPEG-2 ISO/IEC 13818-7 и MPEG-2 ISO/IEC 14496-3, поскольку они обеспечивают более точное вычисление порога маскировки.

Анализируемый сигнал разбивается на выборки длиной 1024 отсчета, с помощью БПФ вычисляется комплексный спектр исходной выборки и, как и в первом случае, для взвешивания отсчетов, используется окно Ханна $h(n)$. Далее осуществляется предсказание текущих значений амплитудных и фазовых значений спектральных компонент на основе информации, полученной из двух предыдущих выборок и вычисляется так называемая мера непредсказуемости C_w (*от англ.* unpredictability) для каждой спектральной компоненты текущей выборки. На основе этого критерия принимается решение о корреляции между спектральными компонентами текущей и двух предыдущих выборок звукового сигнала. На следующем шаге вычисляются энергия e_b и взвешенное значение меры непредсказуемости c_b текущей выборки в каждой полосе психоакустического анализа b.

Затем рассчитывается так называемая развертывающая функция $M(i,j)$, представляющая собой индивидуальную кривую маскировки, учитывающую избирательные свойства базилярной мембраны уха, и вычисляются ее свертка с функциями энергии сигнала и взвешенными значениями меры непредсказуемости с целью учета влияния соседних полос психоакустического анализа. В завершении выполняется расчет индексов тональности α_b. Более подробно используемые алгоритмы описаны в [14].

Далее, рассчитанный порог маскировки M сравнивался с распределением энергии E_{noize}, соответствующей выборки СНИ по частоте, и рассчитывалось отношение «Шум-Маска» (NMR, *от англ.* Noise-to-Mask-Ratio) в диапазоне частот по формуле:

$$NMR_z(n) = \frac{1}{(Z2 - Z1 + 1)} \sum_{k=Z1}^{Z2} \frac{E_{noize}[k,n]}{M[k,n]}, \qquad (1)$$

где $Z1$ – начальная дискрета учитываемого диапазона частот; $Z2$ – конечная дискрета учитываемого диапазона частот; n – номер выборки; z – номер диапазона частот.

В существующих психоакустических моделях величина порога одновременной маскировки (NMR) рассчитывается для каждой отдельной выборки с последующим усреднением по всему сигналу [7], [15]. Однако, как показывают эксперименты, музыкальные сигналы с внесенными сигналами нелинейных искажений с одинаковым значением NMR при прослушивании могут иметь разную оценку качества с точки зрения предпочтения.

В нашем случае предлагается вычислять величину, соответствующую слуховому восприятию нелинейных искажений, в зависимости от распределения значений отношения энергии шумов к порогу маскировки по частоте: PNL (*от англ.* Perceived Noise Level). Величина PNL рассчитывается, как взвешенная сумма величин NMR, рассчитанных по формуле (1) в октавных полосах частот j:

$$PNL(n) = \frac{1}{8} \sum_{j=1}^{8} NMR_j(n) \cdot G(j), \qquad (2)$$

где n – номер выборки; j – номер октавной полосы частот. Значения весовых коэффициентов $G[j]$ в каждой полосе частот j определяется на основе анализа данных субъективных экспертиз и результатов анализа распределения величин NMR по частоте методом множественной линейной регрессии.

Влияние нелинейных искажений на субъективную оценку качества воспроизводимого испытуемым устройством сигнала определяется средней величиной PNL, полученной для всего сигнала в целом:

$$PNL = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} PNL(\mathrm{i}), \qquad (3)$$

где N – количество выборок в сигнале, i – порядковый номер выборки.

Для удобства приведения вычисленной меры нелинейных искажений к субъективной оценке экспертов предлагается разделять шкалу значений PNL на уровни, соответствующие достоверному разделению субъективных оценок предпочтения звучания искаженных музыкальных сигналов при тестах прослушивания. Следует отметить, что влияние на слуховую заметность сигнала нелинейных искажений оказывает не только средний уровень PNL для звукового сигнала в целом, но и распределение этой величины как по частоте, так и во временной области (рисунок 6).

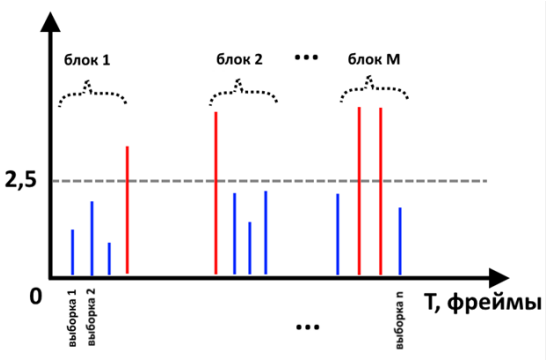


Рис. 6. Пример распределения метрики PNL по длительности сигнала

Влияние сигнала нелинейных искажений на субъективную оценку качества при воспроизведении определяется как относительным количеством сильно искаженных выборок – RDF (*от англ.* Related Distorted Frames):

$$RDF = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\begin{pmatrix}1, PNL(i) > 2{,}5dB\\ 0, PNL(i) \le 2{,}5dB\end{pmatrix}, \qquad (4)$$

так и количеством блоков искаженных выборок M и средней длительностью каждого такого блока – ALDB (*от англ.* Average Length of Distorted Blocks):

$$ALDB = \frac{1}{M}\left[\sum_{m=1}^{M} LDB_m\right], \qquad (5)$$

где LDB_m (*от англ.* Length of Distorted Block) – длительность m-го блока искаженных выборок.

7. ЭКСПЕРИМЕНТЫ

Для определения зависимости взвешивающей функции $G(j)$ от частоты были проведены две серии субъективно-статистических экспертиз, для которых был подготовлен набор сигналов с известным количеством нелинейных искажений, присутствующих как в отдельных полосах частот, так и в нескольких частотных диапазонах одновременно.

В первой серии прослушиваний экспертам предлагалось оценить с точки зрения предпочтительности набор тестовых музыкальных сигналов, имеющих нелинейные искажения только в одной полосе частот. Всего было предложено для прослушивания 62 тестовых фонограммы; экспертам требовалось рассортировать их на 7 групп по степени предпочтительности. С помощью этой серии экспериментов удалось определить индивидуальные пороги одновременной маскировки для отдельных экспертов и зависимости субъективной оценки от величины NMR в полосе частот, содержащей нелинейные искажения (рисунок 7). Вычисление NMR проходило на основе использования прореженного музыкального сигнала и психоакустической модели AAC (*от англ.* Advanced Audio Codec).

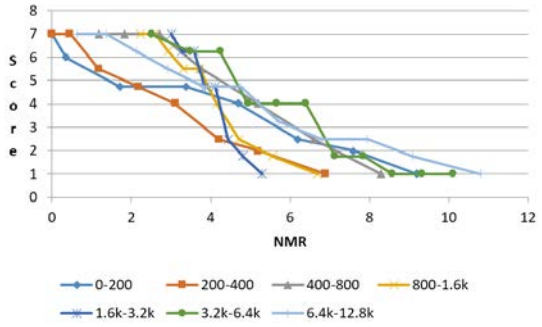


Рис. 7. Кривые изменения предпочтительности звучания от величины отношения «Шум-Маска» при наличии нелинейных искажений только в одной полосе частот

Из графиков следует, что скорость деградации оценки субъективного предпочтения зависит от диапазона частот, в котором присутствуют слышимые нелинейные искажения. Также следует отметить, что в зависимости от диапазона частот некоторое количество слышимых искажений может не приводить к снижению рейтинга предпочтения фонограммы.

Во второй серии прослушиваний экспертам предлагалось ранжировать с точки зрения предпочтительности набор тестовых фонограмм, имеющих слышимые нелинейные искажения одновременно в нескольких полосах частот. Для проведения этой серии прослушиваний были сформированы два набора референсных музыкальных сигналов, каждый из которых содержал около 200 образцов. Каждый образец представлял собой фрагмент музыкальной композиции, смикшированный с сигналами нелинейных искажений, содержащих различные комбинации уровня искажений в разных диапазонах частот. Результаты обработки второй серии тестов для каждого набора сведены в таблицы, подобные таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Обработка результатов экспертных прослушиваний

Фонограмма	Усредненные оценки	Величина NMR в диапазоне			
		Band 1	Band 2	...	Band8
1	Y_1	$x_{1,1}$	$x_{1,2}$		$x_{1,8}$
2	Y_2	$x_{2,1}$	$x_{2,2}$		$x_{2,8}$
....					
K	Y_K	$x_{K,1}$	$x_{K,2}$		x_{K8}

Данная таблица представляет собой по сути дела массив исходных данных для получения весовых коэффициентов $G(j)$, оценивающих влияние нелинейных искажений в том или ином диапазоне частот на субъективную оценку предпочтения воспроизводимого сигнала.

Определение $G(j)$ осуществляется с помощью метода множественной линейной регрессии:

$$y_i = \sum_{j=1}^{8} G_j \cdot x_{ij} + \varepsilon_i = XW + \varepsilon, \qquad i = 1,..,K, \qquad (6)$$

где $Y(y_1,...,y_i,...,y_n)$ – вектор усредненных субъективных оценок предпочтения; X = (8xK) – матрица величин отношения «Шум-Маска» (строки матрицы – векторы значений величин NMR в частотных диапазонах для i-ой тестовой фонограммы); x_{ij} – значения NMR в j-ом диапазоне; K – число тестовых фонограмм; ε – случайная составляющая; G_j – коэффициенты регрессии (искомые весовые коэффициенты).

Решение системы (6) осуществлялось с помощью метода наименьших квадратов.

В тестах использовались две музыкальные фонограммы: первая – фрагмент жанра Pop-Music, вторая – фрагмент вокальной партии. Фрагменты имели сильное различие с точки зрения коэффициента тональности.

Коэффициент тональности [14] для фрагмента вычислялся на основе вычисления меры пологости спектра в полосе частот:

$$Tonality = \min\left(\frac{SFM_{db}}{-60}, 1\right), \quad (7)$$

где $SFM_{db} = 10 \cdot \log_{10}(SFM)$; SFM (*от англ.* Spectral Flatness Measure) – мера спектральной пологости, вычисляемая по формуле:

$$SFM(num_{band}) = \frac{\left(\prod_{k \in num_{band}} a(k)\right)^{\frac{1}{K}}}{\frac{1}{K}\sum_{k \in num_{band}} a(k)}, \quad (8)$$

где $a(k)$ – амплитуды k-ой компоненты спектра.

Для вычисления индекса тональности использовались 4 октавных диапазона частот от 250 Гц до 4000 Гц.

Для первой композиции усредненный коэффициент тональности равен 0.047, для второй – 0.24 соответственно. Результаты вычисления взвешивающей функции $G(j)$ приведены на рисунке 8.

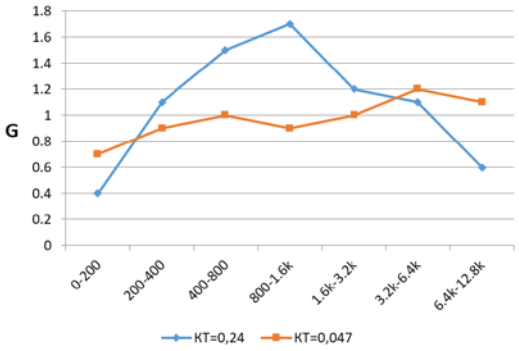


Рис. 8. Зависимости взвешивающей функции *G* от полосы частот и коэффициента тональности сигнала.

Проведенные эксперименты показывают, что звуковые сигналы с вокальными частями с высоким коэффициентом тональности очень чувствительны к искажениям в голосовом диапазоне частот, тогда как сигналы с низким уровнем тональности, напротив, более чувствительны к звуковым искажениям в высокочастотной области, что, возможно, связано с увеличением меры резкости сигнала.

8. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлена новая модель оценки слуховой заметности нелинейных искажений и метод прогнозирования субъективной оценки предпочтительности музыкальных сигналов, подверженных нелинейным искажениям. Модель описывает процедуры создания искусственных тестовых сигналов, а метод – извлечение сигнала нелинейного искажения из тестового сигнала, пропущенного через звуковой тракт. При оценке слуховой заметности нелинейных искажений он учитывает эффект одновременной маскировки сигнала нелинейных искажений полезным сигналом, рассчитывает значение отношения «Шум-Маска» для выборок сигнала, учитывает зависимость этого отношения от частоты с помощью весовой функции.

Достоверность объективных оценок, полученных с помощью предложенного метода, проверена статистическими методами. Коэффициент корреляции Пирсона для серии прогнозируемых и полученных в результате тестов прослушивания оценок составил 0,96 для музыкальных сигналов с жестким и мягким ограничением. При передаче музыкальных сигналов через реальные звуковые тракты с различным уровнем нелинейных искажений коэффициент Пирсона снизился до 0,84 для метода, основанного на применении стационарного и квазистационарного многотонального сигнала, и до 0,9 – для метода, основанного на применении «прореженного» тестового музыкального сигнала. Вероятной причиной уменьшения корреляции объективных и субъективных оценок является отсутствие учета временного распределения искаженных выборок в случае небольшого количества нелинейных искажений.

Основными направлениями дальнейших исследований, результаты которых планируются к публикации во второй части работы, являются:

– определение весовых коэффициентов вклада нелинейных искажений в отдельных полосах частот с учетом длительности их непрерывного существования;

– исследование зависимости весовой функции $G(j)$ от распределения спектральной плотности мощности испытательного сигнала по частоте;

– оценка влияния коротких и редких искаженных участков сигнала на оценку качества.

Экспериментальное изучение перечисленных выше факторов позволит разработать метод надежного прогнозирования субъективных оценок предпочтения для звуковых трактов с различными видами нелинейностей.

Благодарности

Авторы выражают благодарность Ковалгину Юрию Алексеевичу – доктору технических наук, профессору, заслуженному деятелю науки России, профессору кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, за научное рецензирование работы.

Список используемых источников

1. Tan C.T., Moore B. C. J., Zacharov N. The Effect of Nonlinear Distortion on the Perceived Quality of Music and Speech Signals. J. Audio Eng. Soc. Vol. 51. PP. 1012–1031 (2003 Nov.).

2. Tan C.T., Moore B.C. J., Zacharov N., Mattila V.V. Predicting the Perceived Quality of Nonlinearly Distorted Music and Speech Signals. J. Audio Eng. Soc. Vol. 52. PP. 699–711 (2004 July/Aug.).

3. Czerwinski E., Voishvillo A., Alexandrov S. and Terekhov A., Multitone Testing of Sound System Components–Some Results and Conclusions. Part 1: History and Theory. J. Audio Eng. Soc. Vol 49. PP. 1011–1042 (2001 Nov.).
4. Czerwinski E., Voishvillo A., Alexandrov S. and Terekhov A. Multitone Testing of Sound System Components–Some Results and Conclusions. Part 2: Modeling and Application. J. Audio Eng. Soc. Vol 49. PP. 1181–1192 (2001 Dec.).
5. Risch J.M. A New Class of In-Band Multitone Test Signals. Presented at the 105th Convention of the Audio Engineering Society. J. Audio Eng. Soc. (Abstracts). Vol. 46. P. 1037 (1998 Nov.), preprint 4803.
6. Zwicker E. Psychoakustik // Berlin – Heidelberg – New York: Springer Verlag. 1982.
7. ITU-R Recommendation BS.1387-1, Method for Objective Measurements of Perceived Audio Quality. Rec. ITU-R, (1998-2001).
8. Thiede T. PEAQ – The ITU Standard for Objective Measurement of Perceived Audio Quality // J. Audio Eng. Soc. Jan.–Feb. 2000. Vol. 48. PP. 3–29.
9. Fastl H. Temporal Masking Effects: II. Critical Band Noise Masker / Acustica. 1976. Vol. 36. PP. 317–331.
10. Fastl H., Zwicker E. Psychoacoustics: Facts and Models // 3rd Edition. Springer–Verlag. 2007.
11. Hellman R.P. Asymmetry of Masking between Noise and Tone // Perception & Psychophysics. 1972. Vol. 11 (3). PP. 241-246.
12. Humes L.E. Models of the Additivity of Masking // Journal of the Acoustical Society of America. 1989. Vol. 85 (3). PP. 1285-1294.
13. Moore B.C.J., Glasberg B.R., Baer T. A Model for the Prediction of Thresholds, Loudness, and Partial Loudness. J. Audio Eng. Soc. Vol. 45. PP. 224–240 (1997 Apr.).
14. Ковалгин Ю.А., Вологдин Э.И. Цифровое кодирование звуковых сигналов: Учебное пособие. СПб.: КОРОНА-принт, 2004. 240 с.
15. Borras J., Hatrack P., Mandayam N. Decision Theoretic Framework for NLOS Identification // Vehicular Technology Conference. VTC 98. 48th IEEE, Ottawa, Ont. 1998. Vol. 2. PP. 1583–1587.

* * *

METHOD FOR QUANTITATIVE EVALUATION OF AUDITORY PERCEPTION OF NONLINEAR DISTORTION. PART I. TEST SIGNALS & MEASURE OF QUANTIFICATION

M. Pakhomov[1], **V. Rozhnov**[1,2]

[1]St. Petersburg Branch of the corporation LG Electronics inc.
St. Petersburg, 191123, Russian Federation
[2]The Bonch-Bruevich State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info
Article in Russian

For citation: Pakhomov M., Rozhnov V. Method for Quantitative Evaluation of Auditory Perception of Nonlinear Distortion. Part I. Test Signals & Measure of Quantification // Proceedings of Telecommunication Universities. 2018. Vol. 4. Iss. 1. PP. 75–84.

Abstract: *The procedure for extracting the signal of nonlinear distortions arising in the sound paths of various devices with the simultaneous presence of frequency and dynamic distortions in the reproduced signal is described. The criteria for estimating their auditory perception and weighting coefficients that take into account the frequency and time response of the signal of nonlinear distortions are proposed. Preliminary experimental data confirming the dependence of the auditory perception of nonlinear distortions as a function of the tone structure of the signal and the spectral distribution of the "noise-to-mask ratio" are obtained.*

Keywords: *multitone signal, nonlinear distortions, simultaneous masking, noise-to-mask ratio, linear multiregression model.*

КОМПЛЕКСНАЯ ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ОТСУТСТВИЯ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

Г.А. Фокин[1]*

[1]Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
*Адрес для переписки: grihafokin@gmail.com

Информация о статье
УДК 621.396.969.36
Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Фокин Г.А. Комплексная имитационная модель для позиционирования источников радиоизлучения в условиях отсутствия прямой видимости // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 85–101.

Аннотация: *Идентификация прямой видимости при обработке навигационных измерений актуальна при позиционировании в условиях города, а также в условиях неоднородного рельефа местности, например, гор и холмов, когда прямая видимость между источником радиоизлучения и приемными станциями отсутствует. Целью настоящей работы является разработка комплексной имитационной модели для позиционирования источников радиоизлучения разностно-дальномерным методом при отсутствии прямой видимости.*

Ключевые слова: *Non-Line-of-Sight, разностно-дальномерный метод, среднеквадратическая ошибка, источник радиоизлучения, имитационная модель.*

I. Введение

Проблема идентификации прямой видимости и компенсации ошибок отсутствия прямой видимости при обработке навигационных измерений исследовалась на протяжении последних 20 лет [1-6] и является актуальной при позиционировании в условиях города, а также в условиях неоднородного рельефа местности, например, гор и холмов, когда прямая видимость между источником радиоизлучения и одной и/или несколькими приемными станциями отсутствует, т. е. имеет место ситуация отсутствия прямой видимости (NLOS, *от англ.* Non-Line-of-Sight).

В случае NLOS принятый после переотражений сигнал оказывается задержанным и приходит позже, чем если бы он был принят в условиях наличия прямой видимости (LOS, *от англ.* Line-of-Sight) [7, 8].

Обработка измерений при наличии одного и/или двух переотраженных сигналов приводит к существенным ошибкам позиционирования, поэтому необходима предварительная идентификация источников отсутствия прямой видимости и компенсация ошибок NLOS путем исключения из обработки на центральной (опорной) станции источников измерений от вероятных переотраженных сигналов; после исключения приемных станций – источников NLOS измерений – осуществляется повторная обработка, например, по методу наименьших квадратов [9-13].

Проанализируем состояния проблемы позиционирования источников радиоизлучения (ИРИ) в условиях NLOS для приложений так называемой пассивной радиолокации, когда определение местоположения осуществляется приемными станциями по собственному радиоизлучению передающего объекта локации.

В настоящее время различают два подхода к проблеме идентификации источников NLOS в задачах позиционирования в условиях отсутствия прямой видимости [1]:

а) совместный подход, когда в процессе идентификации источников NLOS участвуют несколько территориально распределенных приемных станций;

б) обособленный подход, когда в процессе идентификации источников NLOS участвует одна отдельно взятая приемная станция.

Обособленная идентификация источников NLOS измерений оперирует статистиками измеряемых параметров принимаемого сигнала отдельно взятой приемной станции и подразделяется на следующие категории:

а) обработка распределений дальномерных измерений принимаемых сигналов (в ситуации LOS статистики дальномерных измерений подчиняются нормальному распределению Гаусса с нулевым средним, а в ситуации NLOS – становятся положительно смещенными и отклоняются от гауссовского распределения [1]);

б) обработка первичных и вторичных параметров принимаемых сигналов, таких как профиль мощности, задержки, К-фактор Райса [7] и др.;

в) обработка дальномерных измерений, полученных на основе сравнения мощности и времени прихода сигнала, или обработка угломерных измерений [8].

Совместная идентификация источников NLOS измерений оперирует статистиками измеряемых параметров принимаемых сигналов всеми приемными станциями, участвующими в сеансе позиционирования, и подразделяется на категории:

а) идентификация источников NLOS измерений с использованием текущих измерений принимаемых сигналов и ситуационных картографических данных;

б) идентификация источников NLOS измерений исключительно с использованием текущих измерений принимаемых сигналов.

Учитывая представленную выше классификацию, рассмотрим далее проблему идентификации источников NLOS в задачах позиционирования ИРИ для случая совместного подхода на основе нескольких территориально распределенных приемных станций, оперирующих исключительно текущими измерениями принимаемых сигналов. Задача в такой постановке заслужила внимание и получила решение в следующих исследованиях.

В [2] проблема идентификации источников NLOS решается методом бинарной классификации гипотез, суть которой сводится к оценке распределений дальномерных измерений по определенным критериям.

В [3] для разностно-дальномерного метода (РДМ) было показано, что ошибки измерения разности времен прихода сигнала при отсутствии прямой видимости могут достигать нескольких сотен метров и существенно превышают по величине ошибки при измерениях в условиях наличия прямой видимости, распределение которых подчиняется нормальному закону.

В [4] для компенсации ошибок измерений при NLOS был предложен алгоритм взвешенных остатков (Rwgh, *от англ.* Residual weighting algorithm), принцип работы которого сводится к назначению весовых коэффициентов оценкам координат, полученных из обработки дальномерных измерений от различных комбинаций приемных станций, участвующих в позиционировании.

В [5] предложен и исследован алгоритм идентификации источников ошибок NLOS: вычисляются дисперсии оценок координат, полученных из обработки остаточных разностно-дальномерных измерений после поочередного исключения из тестируемых комбинаций приемных станций – вероятных источников ошибок NLOS.

Недостатком представленных выше исследований [2-5] является упрощенный учет сбора разностно-дальномерных измерений, когда ошибки LOS моделируются распределением Гаусса с нулевым средним, а ошибки NLOS моделируются положительно смещенным, отличным от гауссовского распределением с ненулевым средним.

Более реалистичным представляется подход, учитывающий территориальное распределение ИРИ и приемных станций, а также передачу, прием, обработку и вычисление взаимных корреляционных функций (ВКФ) принятых сигналов для извлечения разностей времен прихода сигналов по максимумам ВКФ. Данный подход был реализован в комплексной имитационной модели (ИМ) [6], которая включает территориальное распределение приемных станций, ИРИ и препятствий, а также передачу, прием, обработку и вычисление ВКФ принятых сигналов.

Также в [6] был усовершенствован алгоритм совместной идентификации источников NLOS измерений, предложенный в [5]. Суть усовершенствования сводится к вычислению дисперсий оценок координат, полученных при обработке разностно-дальномерных измерений перебором опорных станций, относительно которых вычисляется разность расстояний. Однако данное усовершенствование не было реализовано средствами ИМ.

Недостатком комплексной ИМ в [6] является отсутствие учета потерь при распространении радиоволн (РРВ) между ИРИ и приемными станциями. Подобный учет был реализован в [9-12] при исследовании разностно-дальномерного метода позиционирования, однако полученные результаты применимы исключительно к специфическим радиосигналам PRS (*от англ.* Positioning Reference Signals), используемым в сетях LTE.

Целью настоящего исследования является оценка точности позиционирования источников радиоизлучения при совместной обработке разностно-дальномерных измерений территориально-распределенными приемными станциями в условиях NLOS средствами комплексного имитационного моделирования.

Для достижения поставленной цели в настоящем исследовании решаются следующие задачи:

1) доработка комплексной ИМ [6] для учета потерь РРВ;

2) программная реализация метода идентификации источников NLOS за счет вычисления дисперсий оценок координат, полученных:
– из обработки остаточных разностно-дальномерных измерений после поочередного исключения из тестируемых комбинаций приемных станций (вероятных источников ошибок NLOS [5]);
– перебором опорных станций, относительно которых вычисляется разность расстояний [6];

3) определение пороговых значений дисперсий оценок координат для достоверной идентификации источников NLOS.

Представленная далее усовершенствованная комплексная ИМ для позиционирования ИРИ разностно-дальномерным методом в условиях NLOS включает следующие моделирующие подсистемы:

а) территориальное распределение приемных станций, ИРИ и препятствий;

б) передача, затухание/запаздывание с учетом переотражений от препятствий и прием сигналов;

в) вычисление ВКФ принятых сигналов;

г) алгоритм идентификации приемных станций (источников отсутствия прямой видимости и компенсации ошибок NLOS).

Далее материал настоящего исследования представлен в следующем порядке. В разделе II представлена математическая модель сбора разностно-дальномерных измерений. В разделе III проиллюстрировано влияние отсутствия прямой видимости на точность позиционирования разностно-дальномерным методом. В разделе IV представлены методики обнаружения источников отсутствия прямой видимости по совокупности разностно-дальномерных измерений. В разделе V формализован алгоритм идентификации источников NLOS. В разделе VI описана комплексная имитационная модель, учитывающая потери РРВ [14], а также методика формирования и обработки промежуточных оценок и их дисперсий. В разделе VII подведены итоги проведенного исследования.

II. Математическая модель сбора разностно-дальномерных измерений

Позиционирование осуществляется в результате обработки на центральной станции разности времен прихода сигналов, принятых от ИРИ синхронизированными территориально распределенными N приемными станциями. Сигнал, принятый i-ой приемной станцией, $i = 1, \dots, N$ можно представить выражением:

$$r_i(t) = \alpha_i s(t - t_i) + n_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, N \qquad (1)$$

где принятый полезный сигнал $\alpha_i s(t - t_i)$ является задержанной на $t_i = d_i/c$ копией переданного ИРИ сигнала $s(t)$, ослабленного в α_i раз при распространении на расстояние d_i между ИРИ и i-ой приемной станцией; $n_i(t)$ – шум i-ой приемной станции (выборки шума приемных станций принимаются некоррелированными, гауссовскими с нулевым средним); $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света.

Разности времен прихода сигналов обычно рассчитывают относительно одной приемной станции, называемой опорной (центральной). Исходными данными РДМ для обработки на опорной станции являются известные координаты приемных станций Rx и измеренные разности времен прихода сигналов $\Delta t_{ij} = t_i - t_j$, $i, j = 1, \dots, N$, по которым вычисляются разности дальностей Δd_{ij}:

$$\Delta d_{ij} = c \cdot \Delta t_{ij} = d_i - d_j, \qquad (2)$$

где d_i – расстояние между ИРИ и i-ой приемной станцией Rx_i; d_j – расстояние между ИРИ и j-ой приемной станцией Rx_j.

Пусть $\boldsymbol{x}_i = [x_i, y_i]^T$ – вектор координат приемной станции Rx_i, $\boldsymbol{x}_j = [x_j, y_j]^T$ – вектор координат приемной станции Rx_j; $\boldsymbol{x} = [x, y]^T$ – вектор неизвестных координаты ИРИ; $\| \cdot \|_2$ – евклидова норма, тогда d_i и d_j определяются выражениями:

$$\begin{aligned} d_i &= \|\boldsymbol{x}_i - \boldsymbol{x}\|_2 = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2}, \\ d_j &= \|\boldsymbol{x}_j - \boldsymbol{x}\|_2 = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2}. \end{aligned} \qquad (3)$$

Разность дальностей $\Delta d_{ij} = d_i - d_j$ образует гиперболу – геометрическое место точек евклидовой плоскости, для которых абсолютное значение разности расстояний от ИРИ до двух выделенных точек Rx_i и Rx_j постоянно.

Из $N \cdot (N-1)/2$ возможных измерений Δt_{ij} статистически независимыми оказываются лишь $(N-1)$ разностей времен прихода [1]; линии постоянной разности Δd_{1i} рассчитывают относительно одной приемной станции, называемой опорной (центральной), например Rx_1:

$$\Delta d_{1i} = d_1 - d_i, \qquad (4)$$

где $i = 2, \dots, N$.

При позиционировании ИРИ на плоскости необходимо найти пересечение, как минимум, двух гипербол, для чего требуется три приемные станции ($L = 3$); для позиционирования ИРИ в пространстве необходимо найти пересечение как минимум трех гипербол, для чего требуется четыре приемные станции ($L = 4$).

Далее проиллюстрируем влияние отсутствия прямой видимости на точность позиционирования разностно-дальномерным методом.

III. Влияние NLOS на точность позиционирования РДМ

Рассмотрим качественный пример влияния эффекта отсутствия прямой видимости на одной из приемных станций на точность позиционирования разностно-дальномерным методом. При нали-

чии прямой видимости каждое измерение разности дальностей Δd_{ij} определяет гиперболу, а пересечение гипербол определяет вероятное местоположение ИРИ. На рисунке 1 представлена ситуация, когда в сеансе позиционирования участвуют четыре приемные станции: три приемные станции Rx1, Rx2, Rx4 имеют измерения LOS; одна приемная станция Rx3 закрыта препятствием от ИРИ и имеет измерения NLOS, полученные в результате переотражения (что приводит к увеличению дальномерного измерения с d_3 до $d_3 = d_{31}+d_{32}$).

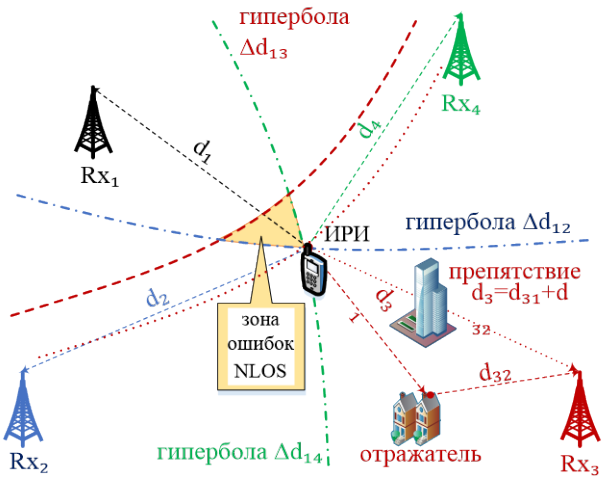


Рис. 1. Влияние эффекта NLOS на ошибку позиционирования разностно-дальномерным методом

Линии постоянной разности на рисунке 1 рассчитываются относительно одной опорной приемной станции Rx1. Если бы измерения на всех приемных станциях были получены по лучам прямой видимости, гиперболы d_{12}, d_{13} и d_{14} пересекались бы примерно в одной точке – истинном местоположении ИРИ, а зона ошибок LOS была бы небольшой. В результате отсутствия прямой видимости у приемной станции Rx3 получаем следующую картину: гиперболы d_{12} и d_{14}, полученные в результате LOS измерений, пересекаются в одной точке, а гипербола NLOS измерений d_{13} смещается вверх и приводит к формированию, так называемой, зоны ошибок NLOS.

Рассмотрим количественный пример влияния эффекта NLOS измерений на одной из приемных станций на точность позиционирования. На рисунке 2 представлен пример территориального распределения ИРИ, четырех приемных станций и пересечения гипербол при отсутствии прямой видимости у третей приемной станции Rx3 (рисунок 2а) а также автокорреляционная функция (АКФ) используемого сигнала (подробнее в разделе VI) и соответствующие взаимные корреляционные функции и разности времен прихода сигналов (рисунки 2б, 2в). Показано пересечение двух гипербол, образованных разностью расстояний прямой видимости Δd_{12} и Δd_{14} для LOS станций Rx2 и Rx4, которые корректно определяют искомое местоположение ИРИ. Гипербола, образованная разностью расстояний Δd_{13}, наглядно показывает влияние ошибки отсутствия прямой видимости у приемной станции Rx3: образуется участок неопределенности (зона ошибок NLOS) для позиционирования ИРИ, сформированный пересечением гипербол LOS и гиперболы NLOS. Влияние NLOS у Rx3 иллюстрируется также на графике ВКФ: корреляционный пик $C_{13}(t)$ отраженного сигнала $r_3(t)$ оказывается меньше бокового лепестка корреляционной функции $C_{12}(t)$ сигнала $r_2(t)$, пришедшего по лучу прямой видимости, что является следствием потерь РРВ сигнала $r_3(t)$ при увеличении пройденного пути в результате отражения от препятствия Rx_3refl.

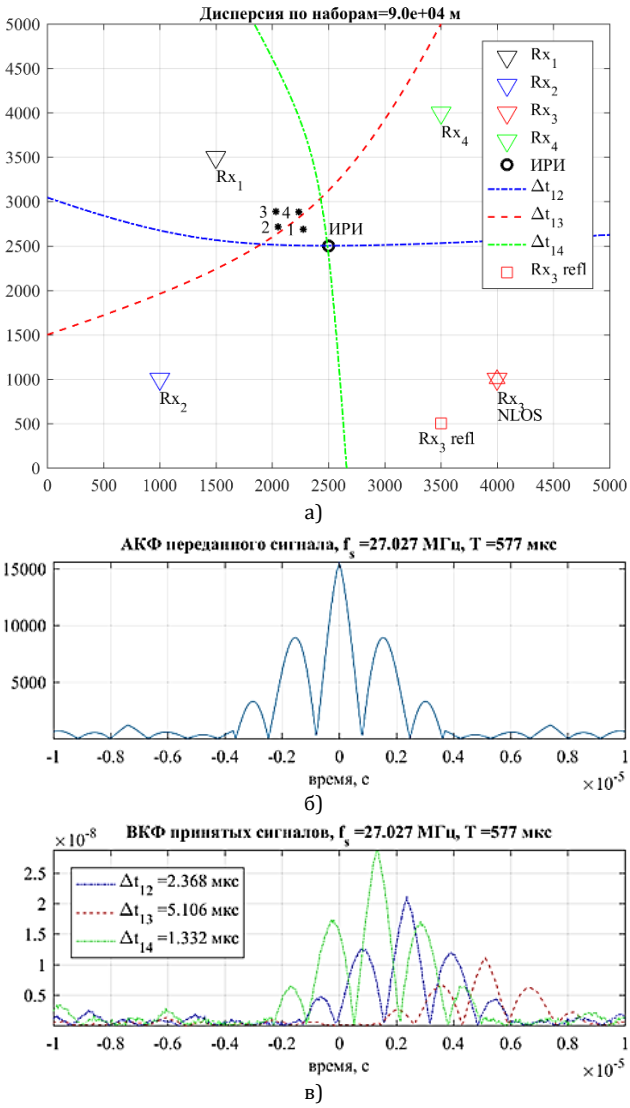


Рис. 2. Территориальное распределения ИРИ, 4-х приемных станций, препятствия, пересечения гипербол при NLOS у 3-й приемной станции и оценок координат относительно 4-й опорных станций (а), ВКФ принятых сигналов (б, в)

Также на рисунке 2 показаны оценки местоположений, вычисленные относительно различных опорных станций. Оценка 1 получена для случая, когда опорной станцией является Rx1; при этом в позиционировании участвуют РДМ измерения

Δd_{12}, Δd_{13}, Δd_{14} (гиперболы показаны на рисунке 2). Оценка 2 получена для случая, когда опорной станцией является Rx_2 (в позиционировании участвуют РДМ измерения Δd_{23}, Δd_{24}, Δd_{21}). Оценка 3 получена для случая, когда опорной станцией является Rx_3 (в позиционировании участвуют РДМ измерения Δd_{34}, Δd_{32}, Δd_{31}). Оценка 4 получена для случая, когда опорной станцией является Rx_4 (в позиционировании участвуют РДМ измерения Δd_{41}, Δd_{42}, Δd_{43}). Анализ полученных оценок показывает их разброс, а также значительное отклонение от истинного местоположения ИРИ. Наибольшее отклонение наблюдается у оценки, полученной для РДМ измерений относительно опорной станции Rx_3, являющейся источником NLOS.

Для идентификации источников NLOS ранее была предложена метрика остаточной разности [3, 4] между оценкой разности расстояний $\Delta\hat{d}_{i1}$ и текущими измерениями разности расстояний $c \cdot \Delta t_{i1}$:

$$e_i = \Delta\hat{d}_{i1} - c \cdot \Delta t_{i1}, \qquad i = 1, \ldots, N, \tag{5}$$

где оценка разности расстояний $\hat{d}_{i1}$ определяется выражением:

$$\Delta\hat{d}_{i1} = \hat{d}_i - \hat{d}_1 = \sqrt{(x_i - \hat{x})^2 + (y_i - \hat{y})^2} - \\ -\sqrt{(x_1 - \hat{x})^2 + (y_1 - \hat{y})^2}, \tag{6}$$

где $\hat{\boldsymbol{x}} = [\hat{x}, \hat{y}]^T$ – оценка вектора неизвестных координаты ИРИ.

При отсутствии прямой видимости на приемной станции Rx_i метрика остаточной разности e_i будет значительной и, следовательно, позволит идентифицировать источник NLOS. Для достоверной идентификации NLOS необходимо накопить несколько оценок e_i на протяжении некоторого интервала времени и затем выполнить их ранжирование (в этом недостаток данного приема для его использования в режиме реального времени).

Далее приведем методики обнаружения факта отсутствия прямой видимости по измерениям для различных конфигураций приемных станций.

IV. Методики обнаружения источников отсутствия прямой видимости

Пусть N – общее число приемных станций, участвующих в процессе позиционирования, K – число приемных станций – источников NLOS измерений, тогда минимально необходимое число приемных станций – источников LOS измерений L определяется выражением:

$$N - K \geq L. \tag{7}$$

При позиционировании на плоскости $L = 3$. В ряде исследований [4, 5] источники NLOS также, как и LOS измерений, участвуют в процессе позиционирования. В настоящем исследовании будем далее считать, что приемные станции с отсутствием прямой видимости идентифицируются и затем исключаются из процесса позиционирования, а число оставшихся LOS источников превышает минимально необходимое в (7) на один для надежной идентификации NLOS измерений за один сеанс измерений в режиме реального времени, т. е. $L \geq 4$.

Рассмотрим пример, когда общее число приемных станций $N = 5$. Принимая во внимание тот факт, что минимально необходимое число приемных станций для определения местоположения на плоскости $L = 3$, можно сформировать 3 группы комбинаций приемных станций для позиционирования: а) 5 из 5 ($S_{5/5}$); б) 4 из 5 ($S_{4/5}$); в) 3 из 5 ($S_{3/5}$). Число комбинаций в каждой группе определяется биномиальным коэффициентом из n по k, или числом сочетаний из n по k:

$$C_n^k = \binom{n}{k} = \frac{\mathrm{n!}}{\mathrm{k!}\,(n-k)!}. \tag{8}$$

В комбинаторике сочетанием из n по k называется набор k элементов, выбранных из данного множества, содержащего n различных элементов. Наборы, отличающиеся только порядком следования элементов (но не составом), считаются одинаковыми, этим сочетания отличаются от размещений. Так, например, наборы (3-элементные сочетания, подмножества, $k = 3$) {2, 1, 3} и {3, 2, 1} 5-элементного множества {1, 2, 3, 4, 5} ($n = 5$) являются одинаковыми (в то время как размещения были бы разными) и состоят из одних и тех же элементов {1, 2, 3}. Из $N{\cdot}(N{-}1)/2$ (размещений) возможных измерений Δt_{ij} статистически независимыми оказываются лишь $(N{-}1)$ (сочетаний) разностей времен прихода.

Возвращаясь к примеру с $N = 5$ и $L = 3$, оценим согласно (8) число сочетаний (комбинаций) в каждой группе:

а) в первой группе 5/5 возможна $C_5^5 = 1$ одна комбинация приемных станций: $S_{5/5} = \{Rx_{12345}\}$;

б) во второй группе 4/5 возможны $C_5^4 = 5$ пять комбинаций приемных станций: $S_{4/5} = \{Rx_{1234}, Rx_{1235}, Rx_{1245}, Rx_{1345}, Rx_{2345}\}$;

в) в третьей группе 3/5 возможны $C_5^3 = 10$ десять комбинаций приемных станций: $S_{3/5} = \{Rx_{123}, Rx_{124}, Rx_{125}, Rx_{134}, Rx_{135}, Rx_{145}, Rx_{234}, Rx_{235}, Rx_{245}, Rx_{345}\}$.

Общее число комбинаций определяется формулой:

$$M = \sum_{L=3}^{N} \binom{N}{L}, \tag{9}$$

и для рассматриваемого примера с $N = 5$ и $L = 3$ в трех группах равно 16.

Для формализации алгоритма и методик идентификации источников NLOS введем понятие набора и комбинации приемных станций, участвующих в сеансе позиционирования. Пусть n – индекс набора: $n = 1, \ldots, N$, где N – общее число приемных станций; индекс набора n определяется индексом опорной приемной станции Rx_i, относительно которой накапливаются РДМ измерения.

Определим общее число приемных станций в комбинации как $L = 3, \ldots, N$, тогда число приемных станций в комбинации помимо опорной определяется как $L - 1 = 2, \ldots, N - 1$. Пусть c – индекс комбинации приемных станций; $c = 1, \ldots, C$, где C – общее число комбинаций в наборе n. Обозначим через S_{nc} комбинацию c из L приемных станций Rx_i в наборе n. Общее число комбинаций C приемных станций в наборе n относительно одной опорной станции определяется выражением:

$$C = C_{N-1}^{L-1} = \binom{N-1}{L-1}. \quad (10)$$

Метрика остаточной разности для n-го набора из комбинаций S_{nc}, $c = 1, \ldots, C$ приемных станций Rx_i была предложена в [4, 5]:

$$R_n = \sum_{\mathrm{Rx}_i \in S_{nc}} \left[\hat{d}_{i1} - c \cdot \Delta t_{i1}\right]^2 \quad (11)$$

и является обобщением (5) для совокупности метрик остаточной разности по всем C комбинациям в n-ом наборе.

Для каждой отдельной комбинации приемных станций S_{nc} можно получить отдельную оценку местоположения ИРИ $\hat{\boldsymbol{x}}_{S_{nc}} = \left[\hat{x}_{S_{nc}}, \hat{y}_{S_{nc}}\right]$; будем далее называть такие оценки промежуточными оценками по комбинациям. Усредняя промежуточные оценки по комбинациям в наборе, получаем промежуточную оценку по набору $\hat{\boldsymbol{x}}_n = [\hat{x}_n, \hat{y}_n]^T$:

$$\hat{\boldsymbol{x}}_n = \frac{1}{C}\sum_{c=1}^{C} \hat{\boldsymbol{x}}_{S_{nc}}. \quad (12)$$

Усредняя промежуточные оценки по наборам, получаем окончательную оценку местоположения ИРИ $\hat{\boldsymbol{x}} = [\hat{x}, \hat{y}]^T$:

$$\hat{\boldsymbol{x}} = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} \hat{\boldsymbol{x}}_n. \quad (13)$$

Среднеквадратичная ошибка (СКО) позиционирования определяется выражением:

$$\text{СКО} = \sqrt{\|\hat{\boldsymbol{x}} - \boldsymbol{x}\|_2} \quad (14)$$

Для обнаружения и идентификации источников NLOS измерений в настоящем исследовании, как и в [6], вместо (11) используются метрики дисперсий промежуточных оценок по комбинациям в наборе и по всем наборам. Дисперсия промежуточных оценок по комбинациям в наборе определяется относительно средней оценки по комбинациям в наборе $\hat{\boldsymbol{x}}_n$ выражением:

$$\sigma_n = D\left[\hat{\mathbf{x}}_{S_{nc}}\right] = \frac{1}{C}\sum_{c=1}^{C}\left(\hat{\mathbf{x}}_{S_{nc}} - \hat{\mathbf{x}}_n\right)^2. \quad (15)$$

Дисперсия промежуточных оценок по всем наборам определяется относительно средней оценки по всем наборам $\hat{\boldsymbol{x}}$ выражением:

$$\sigma = D[\hat{\boldsymbol{x}}_n] = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}(\hat{\boldsymbol{x}}_n - \hat{\boldsymbol{x}})^2. \quad (16)$$

Проведенный в [6] анализ показал, что время, затрачиваемое нелинейным алгоритмом метода наименьших квадратов на оценку координат для одной комбинации из 5 приемных станций сопоставимо со временем на оценку координат для десяти комбинаций из 3 приемных станций. В первом случае мы получаем одну оценку координат, а во втором – 10 оценок. Принимая во внимание необходимость идентификации источников NLOS при сопоставимых вычислительных затратах, в реальном масштабе времени предпочтительным оказывается вариант перебора большего числа комбинаций из меньшего числа приемных станций в наборе, так как это позволяет оценить совокупные метрики остаточной разности для большего числа комбинаций (наборов) приемных станций. Так как минимально необходимое число приемных станций в наборе (L = 3 для позиционирования на плоскости) позволяет, согласно (10), максимизировать число возможных комбинаций в наборе относительно одной опорной станции из числа оставшихся $N - 1$ приемных станций, будем далее рассматривать комбинации из трех приемных станций.

Детализируем приведенный на рисунке 2 пример промежуточными оценками по комбинациям и наборам с помощью рисунка 3 с учетом принятых обозначений. Число наборов определяется числом приемных станций N = 4; индекс набора определяется индексом опорной приемной станции. Число приемных станций в комбинации (вместе с опорной станций) L = 3. Общее число комбинаций из трех станций в наборе из четырех станций относительно опорной $\mathrm{C} = C_{N-1}^{L-1} = \mathrm{C}_3^2 = 3$.

Оценка $\hat{\boldsymbol{x}}_1$ получена относительно Rx_1 усреднением промежуточных оценок по набору n = 1 для трех комбинаций из трех станций S_1 = {Rx_{123}, Rx_{124}, Rx_{134}}; оценка $\hat{\boldsymbol{x}}_2$ получена относительно Rx_2 усреднением промежуточных оценок по набору n = 2 для трех комбинаций из трех станций S_2={Rx_{234}, Rx_{231}, Rx_{241}}; оценка $\hat{\boldsymbol{x}}_3$ получена относительно Rx_3 усреднением промежуточных оценок по набору n = 3 для трех комбинаций из трех станций S_3={Rx_{341}, Rx_{342}, Rx_{312}}; оценка $\hat{\boldsymbol{x}}_4$ получена относительно Rx_4 усреднением промежуточных оценок по набору n = 4 для трех комбинаций из трех станций S_4={Rx_{412}, Rx_{413}, Rx_{423}}.

Из анализа промежуточных оценок по комбинациям на рисунке 3 можно сделать следующий вывод. В каждом наборе оценок, за исключением набора n = 3 с опорной станцией Rx_3, – источником NLOS измерений, присутствует промежуточная оценка, соответствующая истинному положению ИРИ. Эта промежуточная оценка получена на основе комбинации приемных станций без станции Rx_3:

а) в наборе n = 1 истинному положению соответствует оценка, полученная на основе комбинации S_{12} = {Rx_{124}};

б) в наборе n = 2 истинному положению соответствует оценка, полученная на основе комбинации S_{23} = {Rx$_{241}$};

в) в наборе n = 4 истинному положению соответствует оценка, полученная на основе комбинации S_1 = {Rx$_{412}$}.

В связи с тем, что комбинации, отличающиеся только порядком следования элементов (но не составом), считаются одинаковыми, эти комбинации приводят к одинаковым оценкам местоположения $\hat{\boldsymbol{x}}_{S_{nc}} = [\hat{x}_{S_{nc}}, \hat{y}_{S_{nc}}]$.

Подобный подход с получением промежуточных оценок для каждой опорной станции путем усреднения промежуточных оценок по комбинациям в наборе визуально подтверждает возможность обнаружения источника NLOS измерений: на рисунке 2 видно, что промежуточная оценка 3, полученная относительно опорной станции Rx$_3$, имеет наибольшее отклонение от истинного местоположения ИРИ, так как ошибочное дальномерное измерение d_3 входит в каждую комбинацию разностно-дальномерных измерений в наборе S_3 = = {Rx$_{341}$, Rx$_{342}$, Rx$_{312}$}.

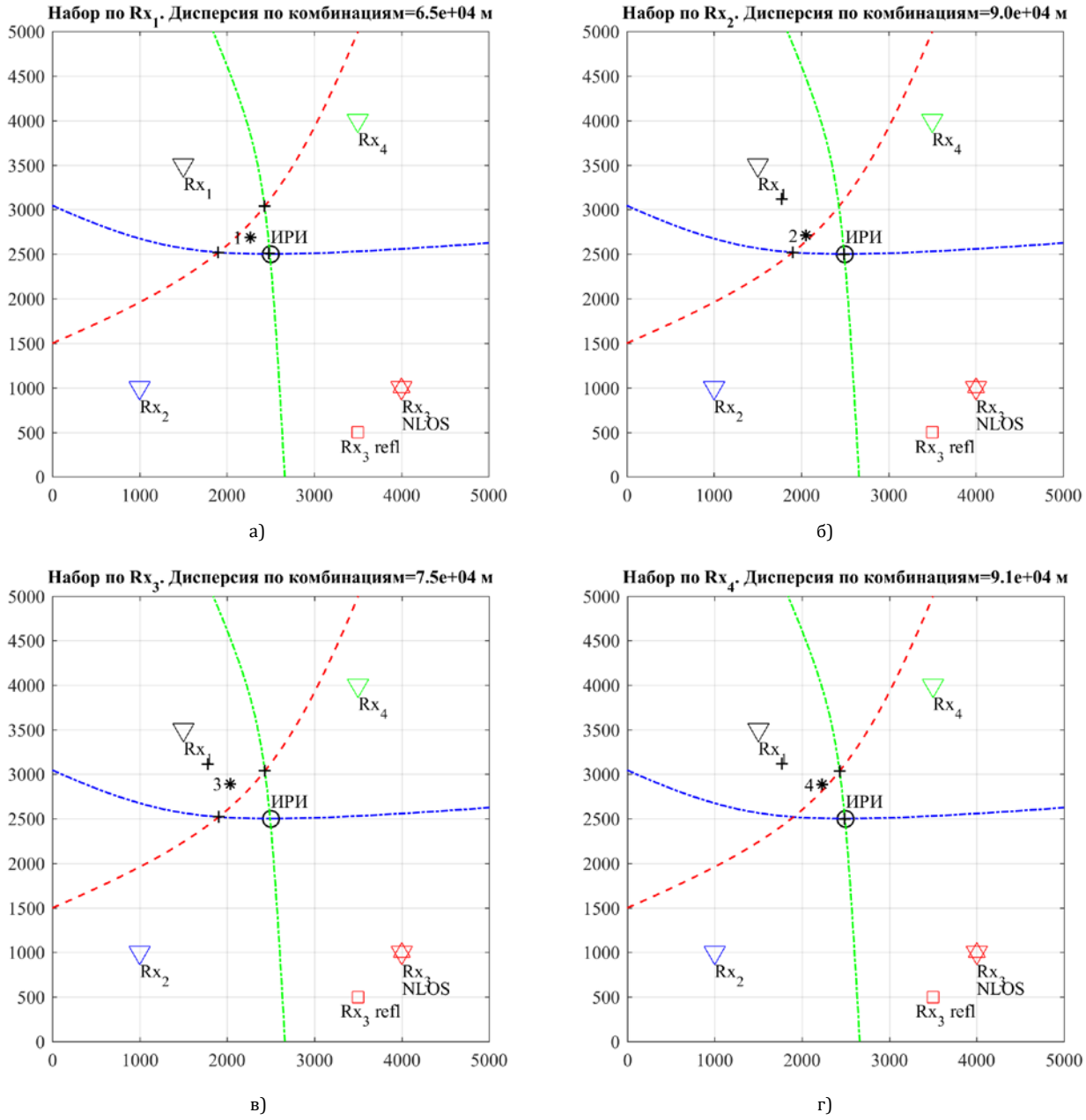


Рис. 3. Пример территориального распределения ИРИ, 4 приемных станций, препятствия, пересечения гипербол при отсутствии прямой видимости у 3-й приемной станции и промежуточных оценок координат по комбинациям и по наборам

Однако дисперсии промежуточных оценок по комбинациям в наборе относительно каждой опорной станции, с точки зрения идентификации источника NLOS, не так очевидны: на рисунке 3 видно, что дисперсия σ_3 промежуточных оценок по комбинациям в наборе $n = 3$, полученных относительно приемной станции Rx_3 – источника NLOS измерений, ниже дисперсий σ_2 и σ_4 промежуточных оценок в наборах $n = 2$ и $n = 4$ соответственно, полученных относительно приемных станций Rx_2 и Rx_4 – источников LOS измерений. Это можно объяснить тем, что все промежуточные оценки по комбинациям в наборе $n = 3$ оказываются положительно смещенными, и дисперсия подобных оценок может оказаться ниже дисперсий оценок в наборах относительно приемных станций – источников LOS, где одна из оценок соответствует истинному положению ИРИ и, следовательно, может привести к повышению дисперсии в наборе.

Представленные выше оценки дисперсии для четырех наборов показывают, что отсутствие прямой видимости у одной из приемных станций приводит к существенному разбросу (до 104 м) промежуточных оценок как по наборам (рисунок 2), так и по комбинациям (рисунок 3) и, следовательно, позволяют с высокой вероятностью обнаружить присутствие источника NLOS измерений.

V. Алгоритм идентификации источников NLOS

Для надежной идентификации одного источника отсутствия прямой видимости за один сеанс измерений в режиме реального времени число оставшихся LOS источников должно превышать минимально необходимое, т. е. $L \geq 4$; при идентификации источников NLOS используется подход последовательного исключения каждой из опорных станций из набора обрабатываемых измерений.

Рассмотрим пример на рисунке 4: в сеансе позиционирования участвуют 5 приемных станций; гиперболы построены относительно станции Rx_1; приемная станция Rx_2 является источником NLOS измерений, поэтому гипербола Δd_{12} оказывается смещенной вверх относительно истинного местоположения ИРИ.

Для примера на рисунке 4 число наборов определяется числом приемных станций $N = 5$; индекс набора определяется индексом опорной Rx_i. Число приемных станций в комбинации (вместе с опорной станцией) $L = 3$. Общее число комбинаций из трех станций в наборе из пяти станций относительно одной опорной станции $C = C_{N-1}^{L-1} = C_4^2 = 6$. Промежуточные оценки по наборам $\hat{\boldsymbol{x}}_n$ показаны на рисунке 4; промежуточные оценки по комбинациям $\hat{\boldsymbol{x}}_{S_{nc}}$ для каждого набора – на рисунке 5.

Промежуточная оценка $\hat{\boldsymbol{x}}_1$ получена относительно опорной станции Rx_1 усреднением промежуточных оценок по набору $n = 1$ для шести комбинаций из трех приемных станций $S_1 = \{Rx_{123}, Rx_{124}, Rx_{125}, Rx_{134}, Rx_{135}, Rx_{145}\}$. Промежуточная оценка $\hat{\boldsymbol{x}}_2$ получена относительно опорной станции Rx_2 усреднением промежуточных оценок по набору $n = 2$ для шести комбинаций из трех приемных станций $S_2 = \{Rx_{234}, Rx_{235}, Rx_{231}, Rx_{245}, Rx_{241}, Rx_{251}\}$. Промежуточная оценка $\hat{\boldsymbol{x}}_3$ получена относительно опорной станции Rx_3 усреднением промежуточных оценок по набору $n = 3$ для шести комбинаций из трех приемных станций $S_3 = \{Rx_{345}, Rx_{341}, Rx_{342}, Rx_{351}, Rx_{352}, Rx_{312}\}$. Промежуточная оценка $\hat{\boldsymbol{x}}_4$ получена относительно опорной станции Rx_4 усреднением промежуточных оценок по набору $n = 4$ для шести комбинаций из трех приемных станций $S_4 = \{Rx_{451}, Rx_{452}, Rx_{453}, Rx_{412}, Rx_{413}, Rx_{423}\}$. Промежуточная оценка $\hat{\boldsymbol{x}}_5$ получена относительно опорной станции Rx_5 усреднением промежуточных оценок по набору $n = 5$ для шести комбинаций из трех приемных станций $S_5 = \{Rx_{512}, Rx_{513}, Rx_{514}, Rx_{523}, Rx_{524}, Rx_{534}\}$.

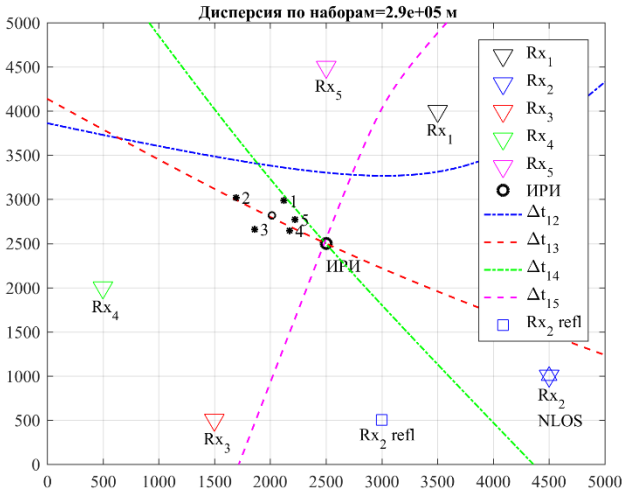
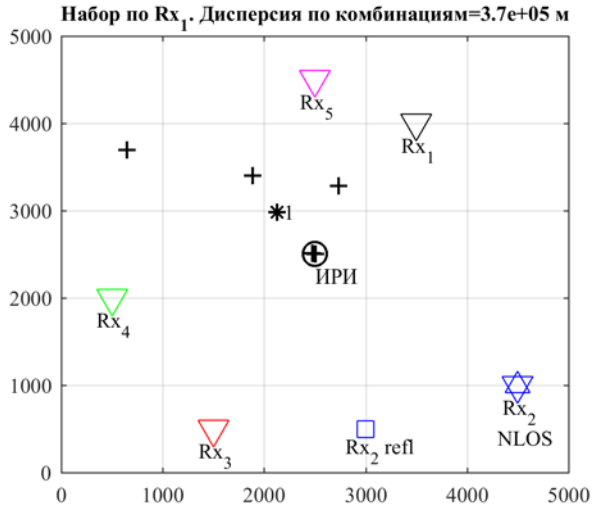
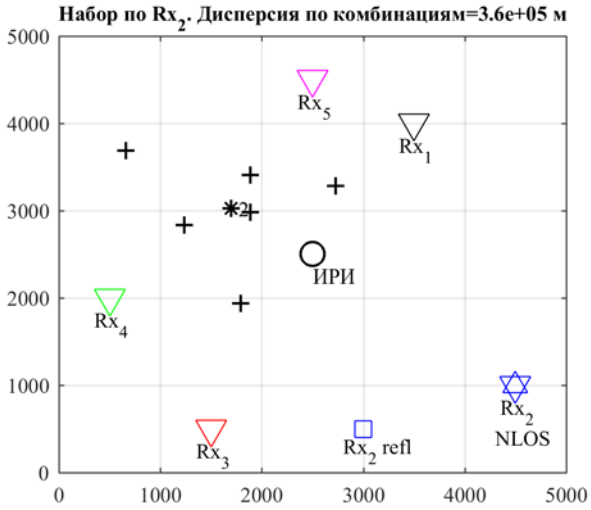


Рис. 4. Пример территориального распределения ИРИ, 5 приемных станций, препятствия, пересечения гипербол при отсутствии прямой видимости у 2-й приемной станции и оценок координат относительно 5 опорных станций

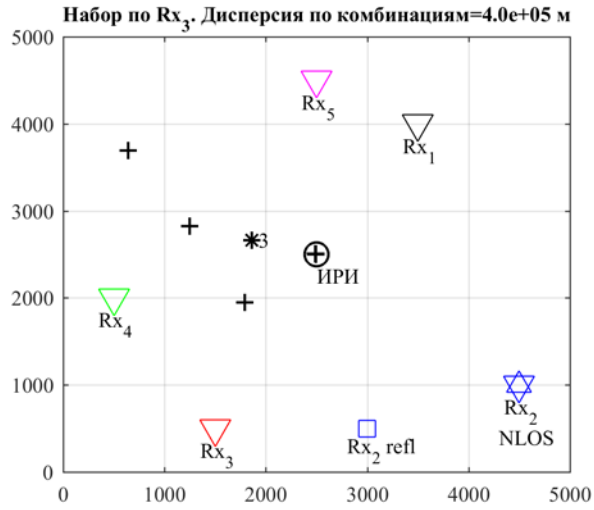
В соответствии с рисунком 4 оценка дисперсии по наборам составила $\sigma = 2{,}9 \cdot 10^5$ м. Рассмотрим оценки дисперсий по комбинациям на рисунке 6 (копия рисунка 5 с увеличениями). Оценка дисперсий комбинаций составила $\sigma_1 = 3{,}7 \cdot 10^5$ м (по набору $n = 1$); при этом три оценки существенно смещены относительно истинного местоположения ИРИ, а три оценки для комбинаций $\{Rx_{134}, Rx_{135}, Rx_{145}\}$, в которых исключено дальномерное измерение d_2 от источника NLOS Rx_2, приводят к корректным оценкам местоположения ИРИ. Аналогичные выводы можно сделать для остальных наборов за исключением набора $n = 2$ относительно приемной станции Rx_2 – источника NLOS измерений: оценки по всем комбинациям $S_2 = \{Rx_{234}, Rx_{235}, Rx_{231}, Rx_{245}, Rx_{241}, Rx_{251}\}$ содержат ошибочное дальномерное измерение d_2.



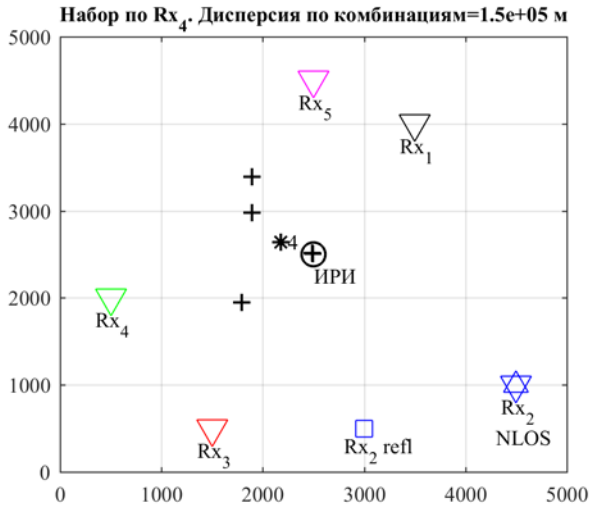
а)



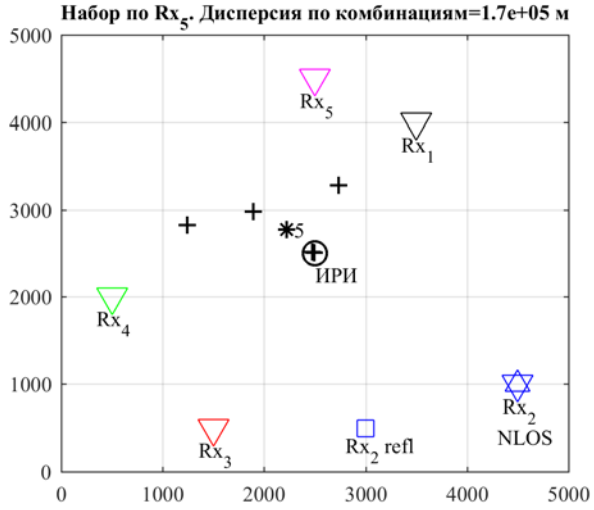
б)



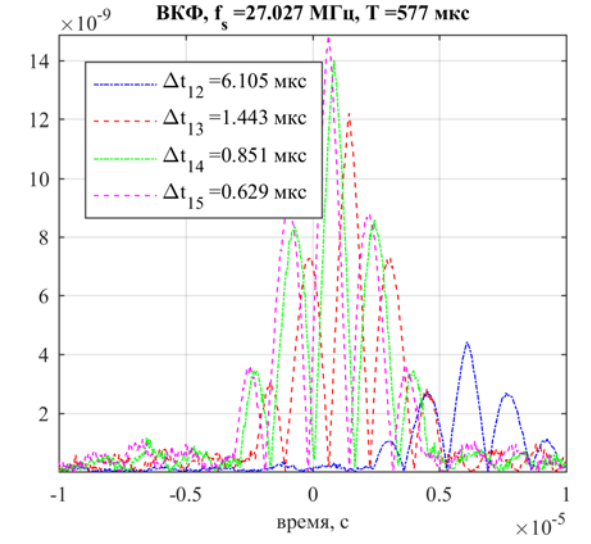
в)



г)



д)



е)

Рис. 5. Пример территориального распределения ИРИ, 5 приемных станций, препятствия, и промежуточных оценок по комбинациям и по наборам для 5 опорных станций

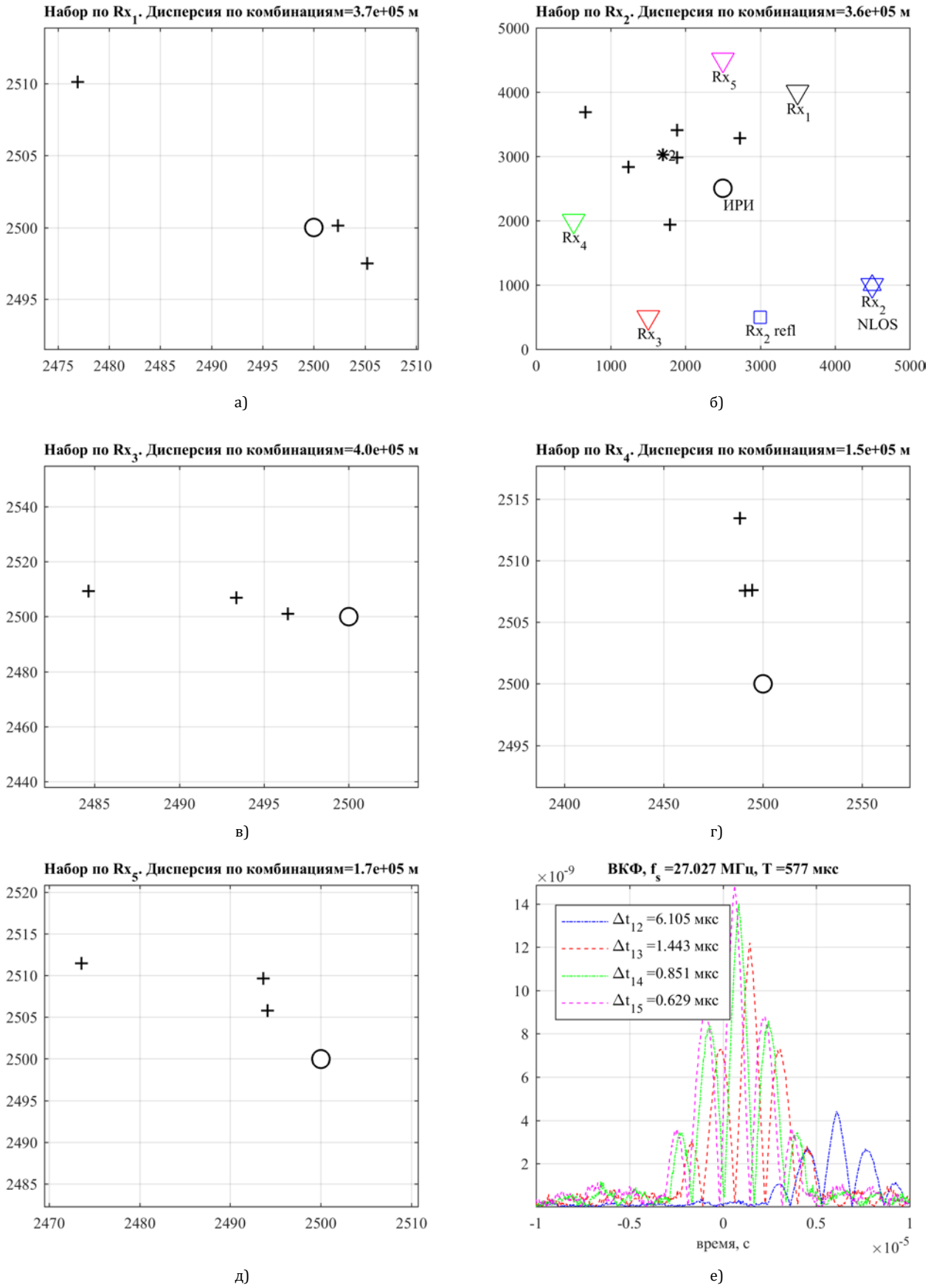


Рис. 6. Увеличенный пример территориального распределения ИРИ, 5 приемных станций, препятствия, и промежуточных оценок по комбинациям и наборам для 5 опорных станций

Очевидным подходом для компенсации ошибочных оценок, обусловленных наличием источника NLOS в наборе комбинаций, является идентификация и исключение этого источника из набора измерений. Так, например, для набора $n = 1$ следовало бы исключить комбинации {Rx_{123}, Rx_{124}, Rx_{125}}, содержащие ошибочное дальномерное измерение d_2, и оставить комбинации {Rx_{134}, Rx_{135}, Rx_{145}}.

Рассмотрим подход последовательного исключения каждой из станций из набора обрабатываемых измерений, проиллюстрированный на рисунке 7. Для примера на рисунке 7 число наборов определяется числом последовательно исключаемых приемных станций $N = 5$; индекс набора определяется индексом исключаемой приемной станции. Число приемных станций в комбинации (вместе с опорной станцией) $L = 3$. Число оставшихся после исключения одной станции из набора приемных станций $N–1 = 4$. Общее число комбинаций из трех станций в наборе из оставшихся после исключения четырех станций относительно одной опорной станции $C = C_{N-2}^{L-1} = C_3^2 = 3$.

При исключении первой приемной станции Rx_1 получаем набор Rx_{2345} из четырех приемных станций; набор по опорной станции Rx_2 без Rx_1 для трех комбинаций из трех приемных станций $S_{2\backslash1}$ = = {Rx_{234}, Rx_{235}, Rx_{245}}. При исключении второй приемной станции Rx_2 получаем набор Rx_{3451} из четырех приемных станций; набор по опорной станции Rx_3 без Rx_2 для трех комбинаций из трех приемных станций $S_{3\backslash2}$ = {Rx_{345}, Rx_{341}, Rx_{351}}. При исключении третьей приемной станции Rx_3 получаем набор Rx_{4512} из четырех приемных станций; набор по опорной станции Rx_4 без Rx_3 для трех комбинаций из трех приемных станций $S_{4\backslash3}$ = {Rx_{451}, Rx_{452}, Rx_{412}}. При исключении четвертой приемной станции Rx_4 получаем набор Rx_{5123} из четырех приемных станций; набор по опорной станции Rx_5 без Rx_4 для трех комбинаций из трех приемных станций $S_{5\backslash4}$ = = {Rx_{512}, Rx_{513}, Rx_{523}}. При исключении пятой приемной станции Rx_5 получаем набор Rx_{1234} из четырех приемных станций; набор по опорной станции Rx_1 без Rx_5 для трех комбинаций из трех приемных станций $S_{1\backslash5}$ = {Rx_{123}, Rx_{124}, Rx_{134}}.

Ниже представлен результат работы имитационной модели по идентификации одного источника NLOS для примера на рисунке 7.

Лог-файл работы функции идентификация одного источника NLOS

Тест Rx for 1 NLOS
Rx=1 исключена. Набор Rx=2345. Дисперсия=1.45e+05
Rx=2 исключена. Набор Rx=3451. Дисперсия=8.61e+01
Rx=3 исключена. Набор Rx=4512. Дисперсия=1.05e+05
Rx=4 исключена. Набор Rx=5123. Дисперсия=2.62e+05
Rx=5 исключена. Набор Rx=1234. Дисперсия=4.17e+05

Из анализа промежуточных оценок по комбинациям на рисунке 7 можно сделать следующие выводы. Во-первых, в наборе комбинаций $S_{2\backslash1}$ = = {Rx_{234}, Rx_{235}, Rx_{245}} с опорной станцией Rx_2 все промежуточные оценки оказываются смещенными относительно истинного местоположения ИРИ, так как набор содержит источник NLOS измерений – станцию Rx_2. Во-вторых, в трех наборах присутствует по одной промежуточной оценке, соответствующей истинному местоположению ИРИ; корректная оценка получена на основе комбинации без станции Rx_2 – источника NLOS измерений: в наборе Rx_{4512} с комбинациями $S_{4\backslash3}$ = {Rx_{451}, Rx_{452}, Rx_{412}} корректная оценка получена по комбинации Rx_{451}; а в наборе Rx_{5123} с комбинациями $S_{5\backslash4}$ = {Rx_{512}, Rx_{513}, Rx_{523}} корректная оценка получена по комбинации Rx_{513}; в наборе Rx_{1234} с комбинациями $S_{1\backslash5}$ = {Rx_{123}, Rx_{124}, Rx_{134}} корректная оценка получена по комбинации Rx_{134}. В-третьих, в наборе комбинаций $S_{3\backslash2}$ = {Rx_{345}, Rx_{341}, Rx_{351}} при исключении второй приемной станции Rx_2 все три промежуточные оценки оказываются корректными и, следовательно, приводят к наименьшей дисперсии $\sigma_{3\backslash2} = 8{,}61 \cdot 10^1$ м (рисунок 7).

Рассмотрим пример с двумя источниками NLOS измерений для случая шести приемных станций ($N = 6$). Подход, использованный при идентификации одного источника NLOS измерений, проиллюстрирован на рисунке 8 и показал, что поочередное исключение одной станции из анализируемых наборов не привело к успешной идентификации источника NLOS измерений, поэтому необходима обработка гипотезы о двух источниках NLOS измерений с последовательным исключением уже двух приемных станций.

Из анализа промежуточных оценок и их дисперсий по комбинациям после исключения одной приемной станции на рисунке 8 можно сделать вывод о том, что дисперсия промежуточных оценок по комбинациям σ_n после поочередного исключения одной станции из анализируемых наборов остается значительной (до 10^6 м), поэтому далее выполняется поочередное исключение двух вероятных источников NLOS измерений.

Для идентификации как одного, так и двух источников NLOS измерений, предлагается в качестве критерия использовать некое эмпирическое пороговое значение дисперсии промежуточных оценок по комбинациям σ_{thr}: если дисперсия промежуточных оценок по комбинациям превышает пороговое значение, т.е. $\sigma_n > \sigma_{thr}$ в данном наборе констатируется наличие одного или двух источников NLOS измерений; в противном случае делается заключение о том, что все станции в наборе имеют LOS измерения. На рисунке 9 представлена зависимость дисперсий оценок и ошибок позиционирования от отношения сигнал-шум для измерений прямой видимости LOS. Полученные результаты оценки дисперсий могут быть выбраны в качестве пороговых величин при идентификации NLOS источников.

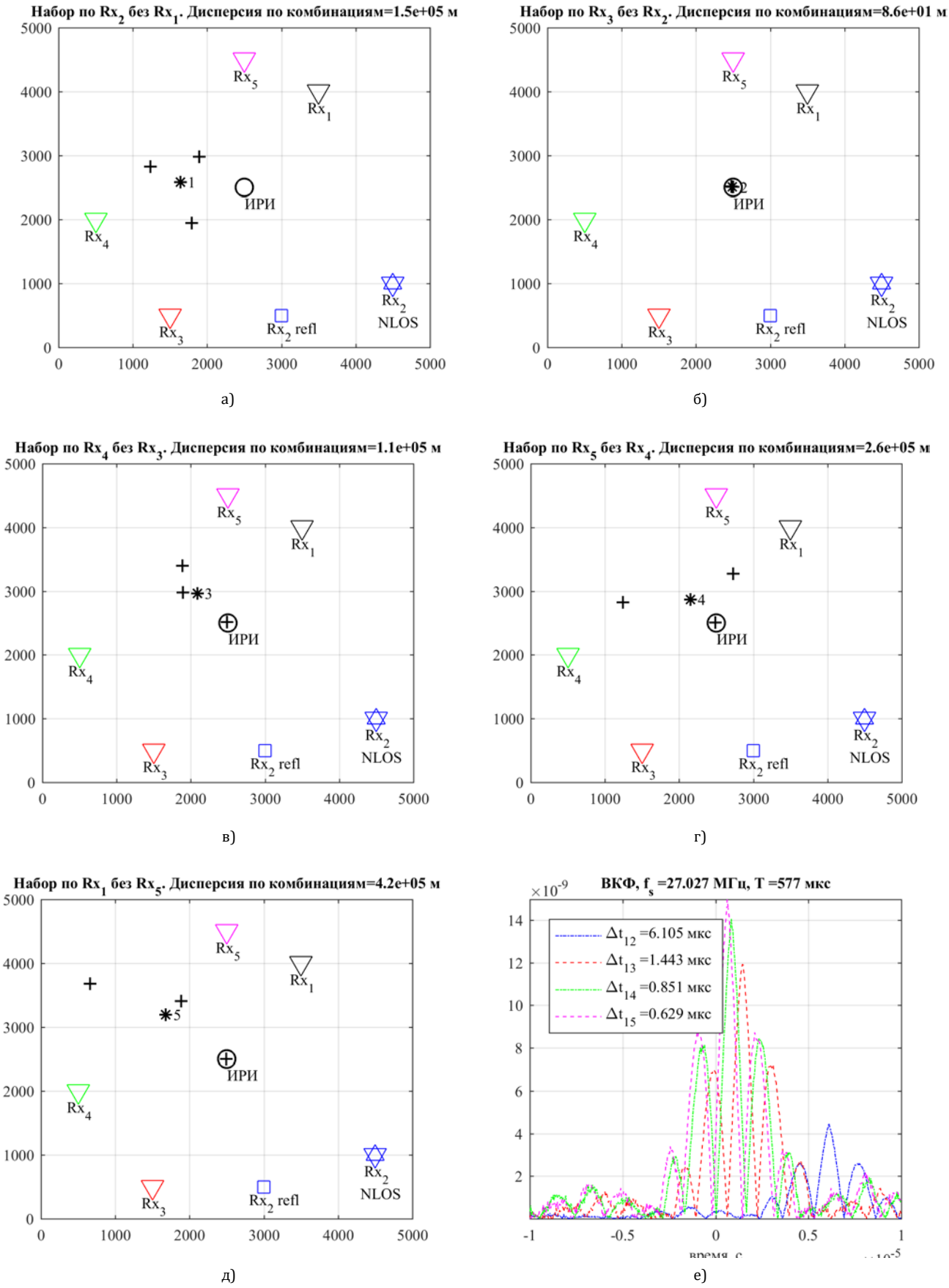


Рис. 7. Пример территориального распределения ИРИ, 5 приемных станций, препятствия, и промежуточных оценок по комбинациям и по наборам с поочередным исключением

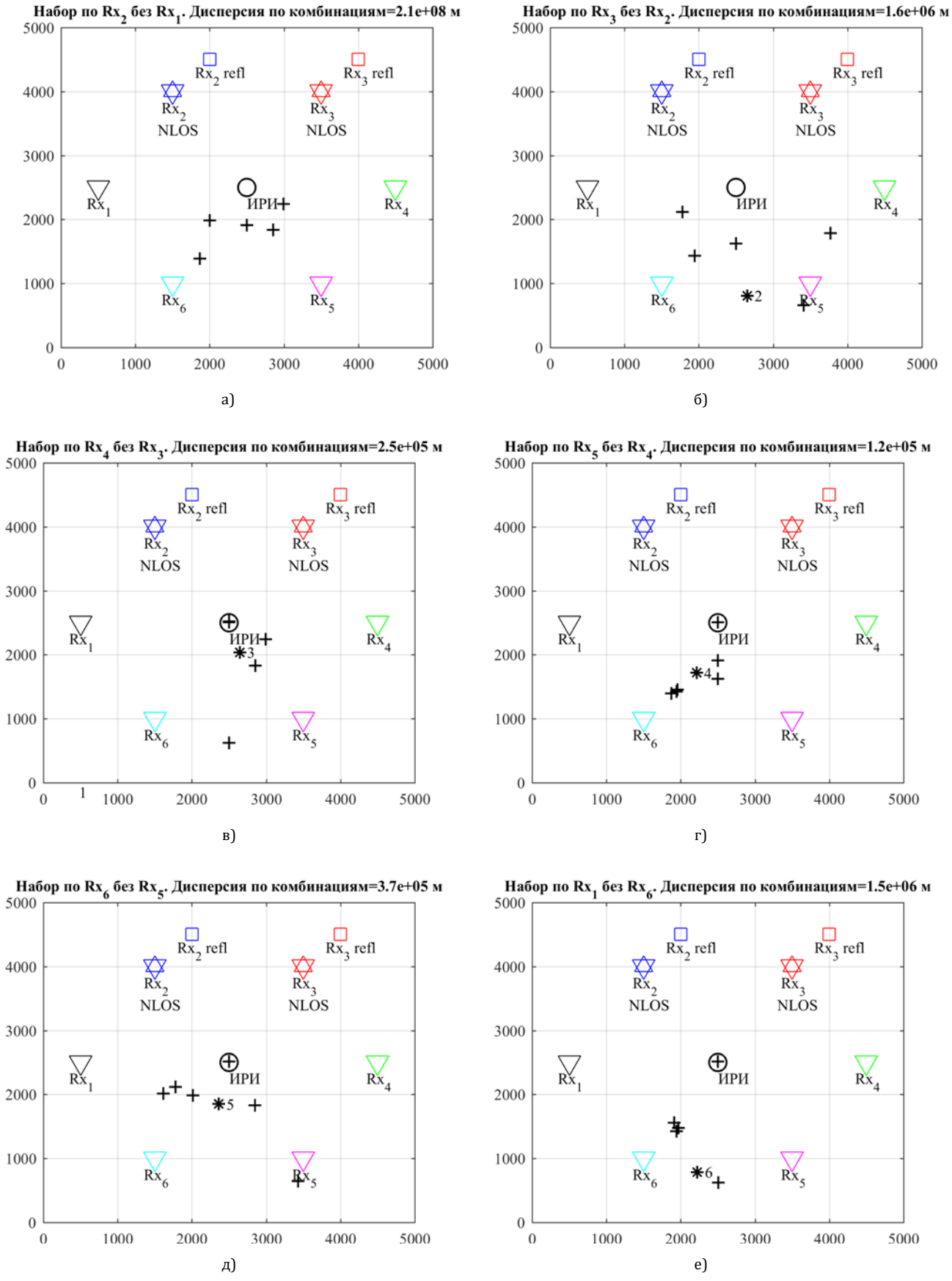


Рис. 8. Пример территориального распределения ИРИ, 6 приемных станций, 2 препятствий, и промежуточных оценок по комбинациям и по наборам с поочередным исключением для гипотезы об одном источнике NLOS измерений

Ниже представлен скрипт и результат работы ИМ по идентификации двух источников NLOS для примера на рисунке 8.

```
function [LocEst2, LocEstVar2, RxNlosEst, multipath] = ...
   LocationNlos(Rx, TDOA_est, LocEst1, multipath)
% Функция реализует подход
% последовательного исключения двух станций
% из набора обрабатываемых измерений для
% сценария двух источников NLOS
% In:
% Rx - матрица размера N*2 координат
% опорных станций
% TDOA_est - матрица размера N*(N-1) РДМ
% измерений для всех сочетаний станций
% Out:
% LocEst2 - оценка координат
% LocEstVar2 - дисперсия промежуточных
% оценок координат
% RxNlosEst - вектор признаков источников
% NLOS (1-LOS, 0-NLOS)
% multipath - признак условий NLOS
numRx = length(Rx);       % число приемных станций N
% инициализация вектора признаков NLOS
RxNlosEst = ones(1, numRx);
% инициализация вектора индексов набора
RxInd = [1:1:numRx];
fprintf('Тест Rx for 2 NLOS\n');
% цикл по 1-й исключаемой приемной станции
for i = 1:numRx
% исключение станции Rx из набора.
% Формирование нового набора
Rxx1 = circshift(Rx, (i*(-1))); Rxx1 = Rxx1(1:(numRx-1),:);
% исключение индекса станции Rx из вектора
% индексов набора.
% Формирование нового вектора индексов набора.
RxInd1 = circshift(RxInd, (i*(-1))); RxInd1 =
RxInd1(1:(numRx-1));
% цикл по 2-й исключаемой приемной станции
    for j = 1:numRx-1
    % исключение станции Rx из набора.
    % Формирование нового набора
    Rxx2 = circshift(Rxx1, (j*(-1))); Rxx2 =
    Rxx2(1:(numRx-2),:);
     % исключение индекса станции Rx
    % из вектора индексов набора.
     % Формирование нового вектора индексов набора.
     RxInd2 = circshift(RxInd1, (j*(-1))); RxInd2 =
    RxInd2(1:(numRx-2));
     k = i+j; % индекс новой опорной станции
     if k > numRx
        k = k - numRx;
     end
     % формирование индексов РДМ измерений
     str=RxInd2(1);
     col1=RxInd2(2)-str; if col1 < 0 col1 = col1 + numRx; end
     col2=RxInd2(3)-str; if col2 < 0 col2 = col2 + numRx; end
     col3=RxInd2(4)-str; if col3 < 0 col3 = col3 + numRx; end
     col = [col1 col2 col3];
     TDOA_est_str = TDOA_est(str, col);
     [LocEst2(i,j,:), LocEstVar2(i,j)] =
    Location(Rxx2, 1,TDOA_est_str);
    fprintf('Rx%d%d исключена.
    Набор Rx=%d%d%d%d.
    Дисперсия=%8.2d\n',...
    i, k, RxInd2, LocEstVar2(i,j));
    end
end
% оценка обработанного набора с минимальной дисперсией
[LocEstVar2Min, LocEstVar2MinInd]  =
min(LocEstVar2(:));
if LocEstVar2Min < 200
    multipath = 0;
    % исключение двух Rx привело к идентификации NLOS
    [RxLosInd1, RxLosInd2] =
    ind2sub(size(LocEstVar2),LocEstVar2MinInd);
    RxNlosInd1 = RxLosInd1;
    RxNlosInd2 = RxLosInd2 + RxNlosInd1;
     if RxNlosInd2 > numRx
        RxNlosInd2 = RxNlosInd2 - numRx;
    end
    RxNlosEst(RxNlosInd1) = 0; RxNlosEst(RxNlosInd2) = 0;
    LocEst2 = squeeze(LocEst2(RxLosInd1,RxLosInd2,:))';
    LocEstVar2 = mean(LocEstVar2,2)';
    fprintf('1-й NLOS Rx=%d, 2-й NLOS Rx=%d\n',
    RxNlosInd1, RxNlosInd2);
    fprintf('Координаты = (%8.2d  %8.2d)\n', LocEst2);
else
    multipath = 3;
end
```

Лог-файл работы функции идентификация двух источников NLOS

```
Тест Rx for 1 NLOS
Rx=1 исключена. Набор Rx=23456. Дисперсия=2.12e+08
Rx=2 исключена. Набор Rx=34561. Дисперсия=1.64e+06
Rx=3 исключена. Набор Rx=45612. Дисперсия=2.51e+05
Rx=4 исключена. Набор Rx=56123. Дисперсия=1.19e+05
Rx=5 исключена. Набор Rx=61234. Дисперсия=3.69e+05
Rx=6 исключена. Набор Rx=12345. Дисперсия=1.53e+06
Тест Rx for 2 NLOS
Rx12 исключена. Набор Rx=3456. Дисперсия=2.67e+05
Rx13 исключена. Набор Rx=4562. Дисперсия=5.91e+04
Rx14 исключена. Набор Rx=5623. Дисперсия=6.39e+04
Rx15 исключена. Набор Rx=6234. Дисперсия=3.46e+05
Rx16 исключена. Набор Rx=2345. Дисперсия=4.72e+08
Rx23 исключена. Набор Rx=4561. Дисперсия=2.03e+00
Rx24 исключена. Набор Rx=5613. Дисперсия=1.45e+05
Rx25 исключена. Набор Rx=6134. Дисперсия=5.47e+05
Rx26 исключена. Набор Rx=1345. Дисперсия=2.66e+06
Rx21 исключена. Набор Rx=3456. Дисперсия=2.71e+05
Rx34 исключена. Набор Rx=5612. Дисперсия=1.21e+05
Rx35 исключена. Набор Rx=6124. Дисперсия=1.76e+05
Rx36 исключена. Набор Rx=1245. Дисперсия=3.24e+05
Rx31 исключена. Набор Rx=2456. Дисперсия=3.79e+04
Rx32 исключена. Набор Rx=4561. Дисперсия=6.88e+00
Rx45 исключена. Набор Rx=6123. Дисперсия=1.37e+04
Rx46 исключена. Набор Rx=1235. Дисперсия=1.61e+03
Rx41 исключена. Набор Rx=2356. Дисперсия=6.98e+04
Rx42 исключена. Набор Rx=3561. Дисперсия=8.92e+04
Rx43 исключена. Набор Rx=5612. Дисперсия=1.22e+05
Rx56 исключена. Набор Rx=1234. Дисперсия=1.80e+06
Rx51 исключена. Набор Rx=2346. Дисперсия=1.93e+08
Rx52 исключена. Набор Rx=3461. Дисперсия=2.40e+06
Rx53 исключена. Набор Rx=4612. Дисперсия=3.11e+05
Rx54 исключена. Набор Rx=6123. Дисперсия=1.42e+04
Rx61 исключена. Набор Rx=2345. Дисперсия=3.42e+08
Rx62 исключена. Набор Rx=3451. Дисперсия=2.40e+06
Rx63 исключена. Набор Rx=4512. Дисперсия=3.69e+05
Rx64 исключена. Набор Rx=5123. Дисперсия=1.54e+03
Rx65 исключена. Набор Rx=1234. Дисперсия=1.81e+06
1-й NLOS Rx=2, 2-й NLOS Rx=3
```

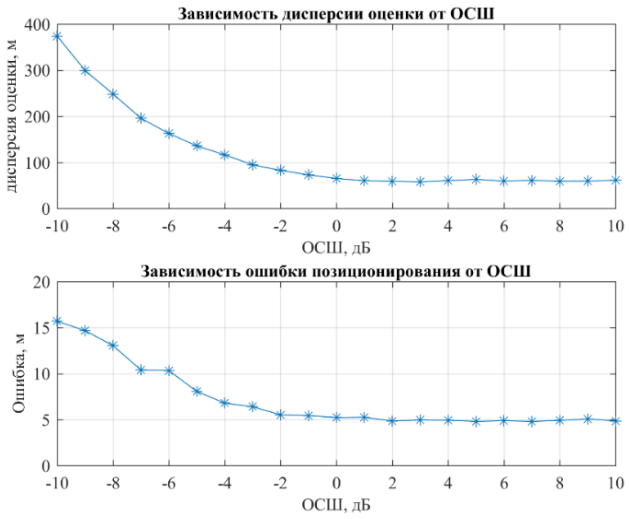


Рис. 9. Зависимость дисперсий оценок и ошибок позиционирования от отношения сигнал-шум для измерений прямой видимости LOS

Функциональная схема алгоритма обработки РДМ измерений в условиях NLOS представлена на рисунке 10: алгоритм производит сравнение дисперсий по наборам σ (15) и по комбинациям σ_n (16) с пороговыми значениями дисперсий σ_{thr}, полученными для измерений прямой видимости (LOS).

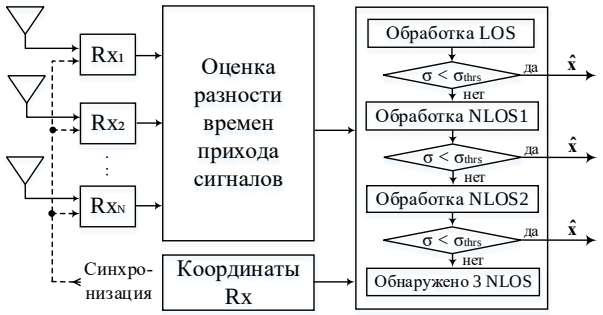


Рис. 10. Функциональная схема алгоритма обработки измерений РДМ в условиях отсутствия прямой видимости

VI. Комплексная имитационная модель

Функциональная схема ИМ для позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным методом в условиях отсутствия прямой видимости представлена на рисунке 11.

Потери распространения сигнала $r_i(t)$ в (1) определяются при $10\text{ м} < d_1 < d_{bp}$; $d_{bp} < d_2 < 5000$ м, как [13]:

$$PL = \begin{cases} 22 \cdot \log_{10}(d_1) + 28 + 20 \cdot \log_{10}(f_c) \\ 40 \cdot \log_{10}(d_2) + 7.8 - 18 \cdot \log_{10}(h'_{Rx}) \\ \quad -18 \cdot \log_{10}(h'_{Tx}) + 2 \cdot \log_{10}(f_c) \end{cases} \quad (17)$$

где $d'_{bp} = 4h'_{Rx}h'_{Tx}f_c/c$ – пороговое расстояние;
$h'_{Rx} = h_{Rx} - 1$ – эффективная высота антенны Rx;
$h'_{Tx} = h_{Tx} - 1$ эффективная высота антенны ИРИ;
$h_{Rx} = 25$ м – фактическая высота антенны Rx;
$h_{Tx} = 1.5$ м – фактическая высота антенны ИРИ;
f_c – несущая частота.

Ослабление α_i принятого сигнала $r_i(t)$ в (1) определяется выражением: $\alpha_i = 10^{-PL_i/20}$, где PL_i – потери РРВ в дБ на расстоянии d_i, включая возможные отражения.

Подсистема кросс-корреляции реализуется на опорной станции и служит для оценки разности времен прихода Δt_{ij}, $i, j = 1, \ldots, N$ путем вычисления взаимной корреляционной функции сигналов с i-ой и j-ой приемных станций:

$$C_{ij}(\tau) = \frac{1}{T-\tau}\int_{\tau}^{T} r_i(t) r_j^*(t-\tau)dt, \quad (18)$$

где T – интервал корреляции, или корреляционное окно, а τ – значение, максимизирующее ВКФ и определяющее разность времен прихода Δt_{ij}.

Для случая 4-х Rx на рисунке 3 матрица **T** разностей времен прихода сигнала имеет $N = 4$ строки и $N-1 = 3$ столбца:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \Delta t_{12} & \Delta t_{13} & \Delta t_{14} \\ \Delta t_{23} & \Delta t_{24} & \Delta t_{21} \\ \Delta t_{34} & \Delta t_{31} & \Delta t_{32} \\ \Delta t_{41} & \Delta t_{42} & \Delta t_{43} \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Для случая 5 Rx на рисунке 5 матрица **T** имеет $N = 5$ строк и $N-1 = 4$ столбца:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \Delta t_{12} & \Delta t_{13} & \Delta t_{14} & \Delta t_{15} \\ \Delta t_{23} & \Delta t_{24} & \Delta t_{25} & \Delta t_{21} \\ \Delta t_{34} & \Delta t_{35} & \Delta t_{31} & \Delta t_{32} \\ \Delta t_{45} & \Delta t_{41} & \Delta t_{42} & \Delta t_{43} \\ \Delta t_{51} & \Delta t_{52} & \Delta t_{53} & \Delta t_{54} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Из выражений (19) и (20) следует, что для формирования набора относительно i-ой опорной станции достаточно выбрать из матрицы i-ю строку, а для исключения j-ой станции из набора достаточно исключить j-ый столбец.

Рассмотрим подсистему формирования сигнала. В качестве сигнала используется ФМ-2 с временными параметрами кадра GSM: символьная скорость в радиоканале GSM равна $r_{sym} \approx 270$ кбит/с, а длительность информационного символа $t_{sym}/r_{sym} \approx$ ≈ 3,7 мкс. На точность оценки взаимной корреляционной функции сигналов с i-ой и j-ой приемных станций влияют, помимо прочих, два параметра: частота дискретизации сигнала и окно корреляции.

Частота дискретизации f_s влияет на точность оценки корреляционной функции следующим образом: с одной стороны, при малом f_s пик функции расширяется, что приводит к увеличению погрешности оценки Δt_{ij}, с другой стороны, при большом f_s объем вычислений $C_{ij}(\tau)$ увеличивается, что приводит к замедлению работы ИМ. Результаты моделирования показали, что увеличение f_s с 27 до 270 МГц слабо влияет на точность оценки, поэтому число выборок на символ было выбрано равным $sps = 100$, что, вместе с символьной скоростью $r_{sym} \approx 270$ кбит/с, определило частоту дискретизации $f_s = r_{sym} \cdot sps = 27$ МГц.

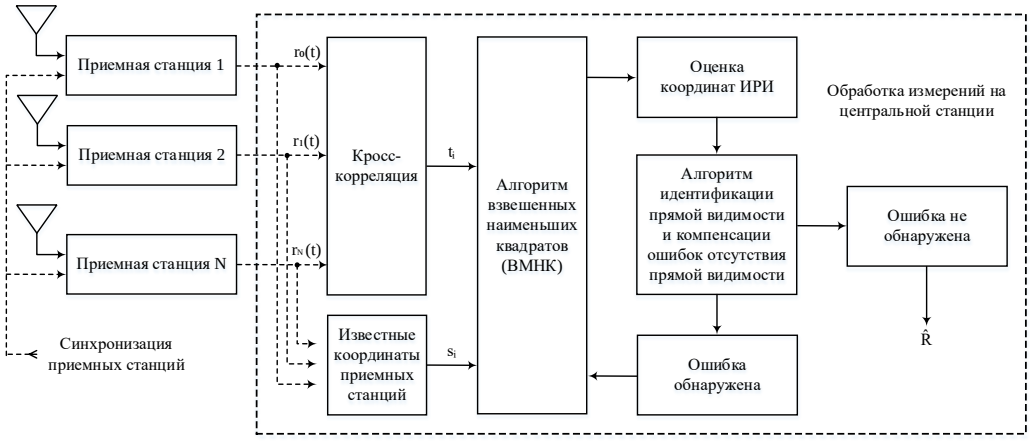


Рис. 11. Функциональная схема имитационной модели для позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным методом в условиях отсутствия прямой видимости

Размер окна (интервала) корреляции T влияет на точность оценки корреляционной функции следующим образом: с одной стороны, при малом T пик корреляционной функции расширяется, что приводит к увеличению погрешности оценки Δt_{ij}, с другой стороны, при большом T объем вычислений $C_{ij}(\tau)$ увеличивается, что приводит к замедлению работы ИМ. Также следует отметить, что боковые лепестки взаимной корреляционной функции могут привести к увеличению погрешности оценки Δt_{ij} особенно тогда, когда учитываются потери распространения: пример, когда корреляционный пик $C_{13}(t)$ отраженного сигнала $r_3(t)$ оказывается меньше бокового лепестка корреляционной функции $C_{12}(t)$ сигнала $r_2(t)$, пришедшего по лучу прямой видимости, представлен на рисунке 2. На выбор интервала корреляции T влияют также временные параметры используемого сигнала: для сигнала с временными параметрами кадра GSM размер слота составляет 577 мкс, поэтому использование T > 577 мкс представляется нецелесообразным.

Отношение сигнал-шум учитывается в ИМ следующим образом. Пусть мощность переданного символа равна p_{sym} = 1 Вт, тогда энергия переданного равна $e_{\text{sym}} = t_{\text{sym}} \cdot p_{\text{sym}}$, а амплитуда сигнала определяется выражением:

$$s = \sqrt{2e_{\text{sym}}/t_{\text{sym}}}. \quad (21)$$

Амплитуда шума определяется выражением:

$$n = \sqrt{\left(e_{\text{sym}}/t_{\text{sym}}\right)/SNR}. \quad (22)$$

Представленная ИМ включает, помимо перечисленных ранее возможностей, методику формирования и обработки промежуточных оценок местоположений по комбинациям и по набору.

VII. Выводы

В настоящем исследовании представлен алгоритм и методики идентификации источников NLOS измерений для позиционирования ИРИ разностно-дальномерным методом в условиях отсутствия прямой видимости.

Для идентификации источников NLOS измерений в настоящем исследовании представлена программная реализация метода идентификации источников NLOS за счет вычисления дисперсий оценок координат, полученных, как из обработки остаточных разностно-дальномерных измерений после поочередного исключения из тестируемых комбинаций приемных станций – вероятных источников ошибок NLOS, так и перебором опорных станций, относительно которых вычис-ляется разность расстояний. Таким образом, показано, что дифференциация разностно-дальномерных измерений по комбинациям и наборам позволяет методом последовательного исключения станций с высокой вероятностью обнаружить источники NLOS измерений.

Работоспособность представленных алгоритма и методик проиллюстрирована графически на примере идентификации одного источника NLOS для случая 5-ти приемных станций и 2-х источников NLOS для случая 6-ти приемных станций. ИМ, позволившая получить представленные результаты, выгодно отличается от аналогичных исследований комплексным учетом вида сигнала и потерь РРВ, влияющих на точность корреляционной обработки.

В результате проведенного исследования получены пороговые значений дисперсий оценок координат для достоверной идентификации источников NLOS на рисунке 10. Полученные результаты оценки дисперсий могут быть выбраны в качестве пороговых величин при идентификации NLOS источников.

Благодарности

Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по Гранту Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых № МК-3468.2018.9.

Список используемых источников

1. Zekavat R, Buehrer R.M. Handbook of Position Location: Theory, Practice and Advances. John Wiley & Sons, 2011.
2. Borras J., Hatrack P., Mandayam N.B. Decision Theoretic Framework for NLOS Identification // Vehicular Technology Conference. VTC 98. 48th IEEE, Ottawa, Ont. 1998. Vol. 2. PP. 1583–1587.
3. Wylie M.P., Holtzman J. The Non-Line-of-Sight Problem in Mobile Location Estimation // Proceedings of ICUPC – 5th International Conference on Universal Personal Communications, Cambridge, MA. 1996. Vol. 2. PP. 827–831.
4. Chen P.-C. A Non-Line-of-Sight Error Mitigation Algorithm in Location Estimation // Procedings IEEE Wireless Communications Networking Conference. 1999. Vol. 1. PP. 316–320.
5. Cong L., Zhuang W. Non-Line-of-Sight Error Mitigation in TDOA Mobile Location // Procedings IEEE Globecom. 2001. PP. 680–684.
6. Montminy M.B. Passive Geolocation of Low-Power Emitters in Urban Environments Using TDOA: dis. – Air Force Institute of Technology, Mar. 2007.
7. Фокин Г.А. Методика идентификации прямой видимости в радиолиниях сетей мобильной связи 4-го поколения с пространственной обработкой сигналов // Труды Научно-исследовательского института радио. 2013. № 3. С. 78–82.
8. Фокин Г.А. Имитационное моделирование процесса распространения радиоволн в радиолиниях сетей мобильной связи 4-го поколения с пространственной обработкой сигналов // Труды Научно-исследовательского института радио. 2013. № 3. С. 83–89.
9. Сиверс М.А., Фокин Г.А., Духовницкий О.Г. Позиционирование абонентских станций в сетях мобильной связи LTE разностно-дальномерным методом // Системы управления и информационные технологии. 2015. Т. 59. № 1. С. 55–61.
10. Сиверс М.А., Фокин Г.А., Духовницкий О.Г. Оценка возможностей метода разностно-дальномерного метода позиционирования абонентских станций в системах мобильной связи LTE средствами имитационного моделирования // Информационные технологии моделирования и управления. 2016. Т. 98. № 2. С. 149–160.
11. Sivers M., Fokin G. LTE Positioning Accuracy Performance Evaluation. Lecture Notes in Computer Science. 2015. Vol. 9247. PP. 393–406.
12. Фокин Г.А. Оценка точности позиционирования абонентских станций в сетях LTE разностно-дальномерным методом // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник статей в 2 томах. СПб.: СПбГУТ. 2015. С. 170–173.
13. 3GPP TR 36.814 V9.2.0. Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Further Advancements for E-UTRA Physical Layer Aspects, March 2017.

* * *

COMPLEX IMITATION MODEL OF RADIO EMISSION SOURCES`S POSITIONING IN THE NON-LINE-OF-SIGHT CONDITIONS

G. Fokin[1]

[1]The Bonch-Bruevich State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info
Article in Russian

For citation: Fokin G. Complex Imitation Model of Radio Emission Sources`s Positioning in the Non-Line-of-Sight Conditions // Proceedings of Telecommunication Universities. 2018. Vol. 4. Iss. 1. PP. 85-101.

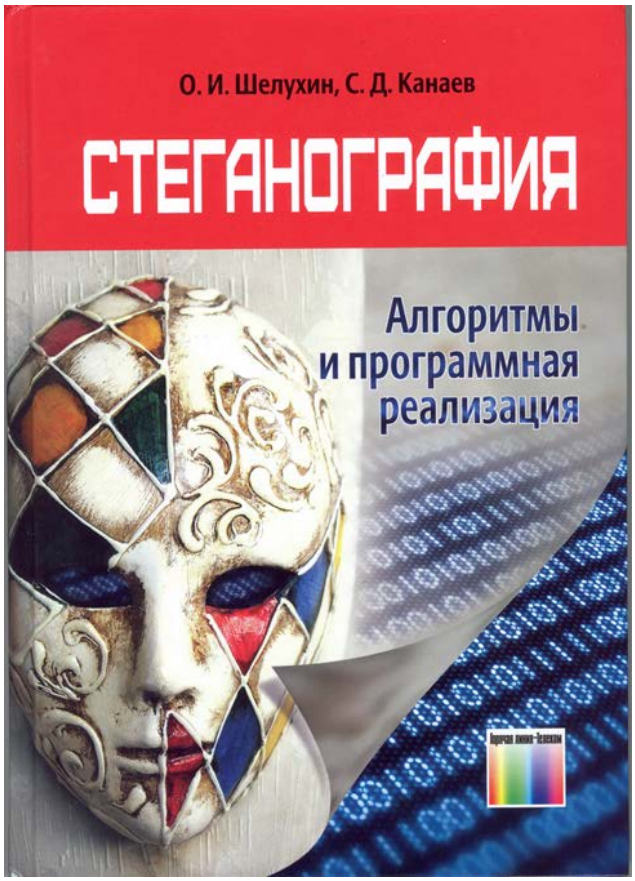
Abstract: *The identification of line of sight in the processing of navigational measurements is relevant for positioning in urban conditions, as well as in heterogeneous terrain such as mountains and hills, when there is no direct visibility between the radio source and the receiving stations. The purpose of this work is to develop a complex simulation model for positioning between radio sources using time difference of arrival method in non-line-of-sight conditions.*

Keywords: *Non-Line-of-Sight, Time Difference of Arrival, Root-Mean-Square Error, radio emission source, simulation model.*

МНЕНИЕ ЭКСПЕРТА

РЕЦЕНЗИЯ НА КНИГУ «СТЕГАНОГРАФИЯ. АЛГОРИТМЫ И ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ»

(авторы: О.И. ШЕЛУХИН, С.Д. КАНАЕВ)



Книга позиционируется авторами как учебное пособие для студентов, обучающихся по направлению «Информационные технологии и системы связи», хотя «Стеганография» является частью «Информационной безопасности», т. е. соответствует скорее специальности 05.13.19 – «Методы и системы защиты информации, информационная безопасность».

Авторы данного труда О.И. Шелухин и С.Д. Канаев не известны своими научными работами в области стеганографии как в России, так и тем более за рубежом. В огромном списке литературы, содержащемся в пособии, есть только две ссылки на работы авторов, причем одна из них – также учебное пособие, а вторая – в достаточно общем по тематике журнале «Спецтехника и связь». Поэтому надо признать, что авторы книги не являются специалистами в области стеганографии и тем более никогда не отмечались на различных международных форумах, хотя таких по этому направлению великое множество.

Как говорил в своих «Беседах об уме» Гельвеций, «он был не собственником, а лишь арендатором науки, которую преподавал, потому что в ней ему не принадлежало и клочка». Авторы пособия, очевидно, является специалистами в области программирования, о чем свидетельствуют и различные программы по построению случайно выбранных стегосистем. Поэтому можно заключить, что предлагаемый материал являются скорее пособием по построению компьютерных программ, в значительной степени заимствованных из Mathlab, но не пособием по практическому применению стеганографии.

Хотя японский писатель Кобо Абэ и дал определение, что «программирование является превращением реальности качественной в реальность количественную», но качественная реальность также требует своего пояснения. На протяжении почти всей книги чаще всего употребляется слово «современная стеганография» (далее – СГ), «современный стегоанализ» и т. п., однако по существу в ней не изложено ни одного современного, скрытного метода построения стегосистемы. Это относится и к списку литературы, где основные публикации, особенно зарубежные, датируются не позднее чем 2010 годом.

В предисловии к книге авторы в качестве ее преимущества приводят «не перенагруженность математическими выкладками». По этому поводу следует заметить, что, вообще говоря, математика в точных науках служит не для усложнения понимания материала, а для доказательства правильности утверждений и используется там, где без них нельзя обойтись. Иначе все это описание выглядит как беллетристика.

Прежде чем обратиться к рецензированию глав пособия, отметим, что используемый часто по тексту термин «контейнер» не нашел широкого употребления в зарубежной литературе (см., например, основополагающую монографию [1], где он вообще не используется). И действительно, «контейнер», в обычном обиходе это некая емкость,

всегда предназначенная для ее заполнения. Тогда как объекты, рассматриваемые в стеганографии, могут и не иметь отношения к процедуре вложения в них дополнительной информации. Поэтому более уместным представляется термин «покрывающий объект» (cover object [1]).

Наконец, существенным методическим недостатком книги является то, что в ней отсутствует четкое разделение «стеганографии в широком смысле» (information hiding – в зарубежной терминологии) на два класса: «стеганография в узком смысле» (или просто – «стеганография» – СГ) и «цифровые водяные знаки» (ЦВЗ). Эти два класса имеют часто похожие методы вложения и извлечения, но различные основные атаки на них; в первом случае основной атакой является обнаружение присутствия стеговложения в анализируемом объекте, а во втором – устойчивость к атакам по удалению ЦВЗ без значительного искажения основного покрывающего объекта. Заметим, что понимание этого факта значительно упрощает изложение курсов по стеганографии.

Приступим далее к рецензированию всех глав книги.

Глава 1. «Стеганография: основные положения»

В этой главе основные положения стеганографии сформулированы верно, однако не подчеркнуто наиболее важное обстоятельство – при вложении дополнительной (секретной) информации не должно быть заметного искажения содержания покрывающего объекта («контейнера» – в терминологии авторов). Иначе, задача решалась бы тривиально.

Таблица 1.1 (в книге – «Сопоставительный анализ методов КС»), хотя и не противоречит некоторым используемым методам стеганографии, но не охватывает всей совокупности таких методов; при этом классификация производится по довольно произвольным критериям авторов, тогда как более типично классифицировать методы по видам покрывающих объектов.

Определение 1 (в книге – «Стеганография – это…») нестрого. *Определение 2 (в книге – «Контейнером …называют…»),* – просто неверно. Секретность СГ определена расплывчато и лишь качественно. Общая модель стегосистемы похожа на «индексологию», т.е. не имеет содержательного наполнения и включает лишь пустые обозначения. *Таблица 1.3 (в книге – «Формализация объектов, предметов на уровне ЭМВ СС»)* выглядит как типичная индексология.

В *разделе 1.7 (в книге – «Цифровые водяные знаки»)* правильно отмечено назначение цифровых водяных знаков. Однако, далее идут откровенные неточности («изменение ЦВЗ не доступно даже их автору») и «ляпы» (модуляция информации выполняется лишь двумя способами – шумоподавлением и квантованием). В действительности таких методов десятки (если не больше) – (см. [1], [2], [4] и др.).

Раздел 1.8 (в книге – «Принципы внедрения и извлечения водяных знаков»), и раздел *1.9 (в книге – «Модели внедрения водяных знаков в виде телекоммуникационной системы»),* представляют собой наивные разговоры авторов, основанные на популярном материале и на их первичных размышлениях, где ничего не доказывается, а все лишь постулируется. Кроме того, этот материал должен быть размещен ниже, где описываются конкретные системы СГ и ЦВЗ.

В *разделе 1.11 (в книге – «Оценка качества стеганосистемы»)* не введена количественная характеристика обнаруживаемости СГ. Описание стегоанализа в *разделе 1.12 (в книге – «Стеганоанализ»),* примитивно и не содержит даже предварительного описания современных методов. (см. [1], [3], [4] и др.). Список литературы к главе 1 содержит в основном устаревшие источники.

Глава 2. «Сокрытие информации в текстовых документах»

Глава 2 посвящена описанию известных авторам методам СГ для текстовых документов, которые в международной терминологии называются «лингвистическими стегосистемами».

Здесь алгоритм вложения и извлечения информации описан верно, хотя сама методика, когда описание метода начинается с программного модуля, а не с общего описания алгоритмов вложения и извлечения информации, представляется методически неверной.

В приведенном описании отсутствует наиболее эффективный метод лингвистической СГ, основанный на небольшой редакции текста (см., например [4]), а также ссылки на него в списке литературы к главе 2 рецензируемой книги). *Методы сетевой СГ*, хотя и весьма полезны, но они не имеют никакого отношения к заголовку главы 2 – «Сокрытие информации в текстовых документах».

Также нельзя не отметить, что имеет место неточность при составлении оглавления, в котором глава 2 именуется как «Скрытие информации в текстовых документах».

Глава 3. «Скрытие информации в аудиосигналах»

Приведенные здесь методы не вызывают возражений, однако принятый авторами подход с «засорением» текста программами, применяемый ими на начальном этапе, весьма затрудняет понимание для тех читателей, которые хотят понять сущность методов, а не просто выполнить проце-

дуру «paste and copy». Метод «эхо-кодирования» описан примитивно и без количественных оценок.

Вообще не описаны методы с модуляцией по частоте, а также наиболее перспективный метод с использованием реверберации. Это и понятно – ведь литература к главе 3 почти вся устаревшая.

Глава 4. «Скрытие информации в неподвижных изображениях»

Глава 4 посвящена наиболее актуальному применению СГ – вложению информации в неподвижные изображения (см. поясняющее замечание в [1]).

Авторы значительное внимание уделили весьма примитивному методу с заменой наименьших значащих бит. К данной главе приложен список литературы, состоящий из 110 названий, однако абсолютное большинство из них относится к…. *прошлому веку*.

Неудивительно поэтому, что в перспективные методы СГ для неподвижных изображений не вошли такие алгоритмы как: матричное вложение, адаптивное квантование, квантование с двойным сжатием, СГ с использованием заданной модели («model-based S6»), СГ на основе маскировки шумами сканера и, наконец, наиболее перспективный в настоящее время метод – с оценкой «стоимости» вложений, известной как проект «HUGO».

Текст данной главы читается также с большим трудом из-за отсутствия формулировки основных принципов оценки обнаруживаемости рассматриваемых методов, а также перегруженности программами, которые вполне могли бы быть вынесены в приложение к книге.

Глава 5. «Внедрение цифровых водяных знаков на основе вейвлет-преобразований»

Авторы описывают здесь, как используются вейвлет-преобразования для построения систем ЦВЗ.

Таблица 5.1 (в книге – «Классификация существующих алгоритмов внедрения водяного знака в вейвлет-домене») выглядит впечатляюще. Однако из текста главы не ясно – от каких атак по удалению ЦВЗ защищают упомянутые в таблице методы и как можно их использовать для обеспечения copyright. Вообще, конечно, методы с использованием вейвлет-преобразований все еще остается «модными» до настоящего времени. Однако надо было бы доказать, почему именно их использование обеспечивает определенные преимущества перед другими.

В этой части рецензируемой книги также наблюдается неточность при составлении оглавления: глава 5 именуется в тексте «Внедрение цифровых водяных знаков на основе вейвлет-преобразований», а в оглавлении «Внедрение водяных знаков на основе вейвлет-преобразований».

Глава 6. «Встраивание ЦВЗ в сжатые видеопоследовательности»

В Главе 6 рассматривается по существу ЦВЗ для видеосигналов, хотя четкое различие между СГ и ЦВЗ здесь не просматривается. Вообще следует отметить, что материал данной главы изложен значительно доступнее, чем в предыдущих главах, однако, он страдает прежним дефектом – отсутствием описания атак по удалению ЦВЗ (или обнаружению СГ) и оценки их эффективности.

Глава 7. «Стеганографический анализ»

Глава 7 посвящена стеганографическому анализу. Особых замечаний по этому материалу нет, так как он добросовестно списан из известных источников. Однако представляется, что описание стегоанализа должно сопровождаться каждым из рассмотренных ранее методов построения СГ, а не представляться в конце книги, так сказать «на десерт», поскольку любая СГ имеет право называться СГ тогда и только тогда, когда она устойчива, если не ко всем, то хотя бы к некоторым методам стегоанализа. Заметим, что из рассмотрения «выпали» такие важные методы стегоанализа, как побочные атаки (см. [3]).

В рецензируемой книге абсолютно не рассмотрен подход к построению СГ на основе сценария канала с шумом, хотя только этот подход обеспечивает построение идеальной (то есть необнаруживаемой СГ) – см. описание в ссылке [4], а также в многочисленных публикациях автора этой рецензии в отечественных и зарубежных изданиях [5-15].

Выводы

1) Материал рецензируемой книги не структурирован таким образом, чтобы он мог бы позволить читателю найти перспективные современные направления построения систем СГ и ЦВЗ.

2) Терминология, относящаяся к определению основных понятий СГ, не вполне соответствует международной терминологии в этой области.

3) В книге упущен ряд перспективных методов построения систем СГ, ЦВЗ, а также новых методов стегоанализа.

4) Рассмотрен большой набор методов вложения и извлечения систем СГ и ЦВЗ, что может предоставлять определенный интерес, особенно у читателей, интересующихся историей стеганографии. Однако даже среди предоставленных методов нет рекомендаций по предпочтительному выбору некоторых из них.

5) Смешения описания алгоритмов построения стегосистем и программ вызывает методологиче-

ские трудности, если не позиционировать данную книгу как пособие для тренировки программистов.

6) Рецензируемая книга не представляет собой ни научную монографию (тут нет новых результатов авторов), ни учебник (материал изложен недостаточно систематично и доступно для понимания) или даже справочник (поскольку книга не структурирована должным образом). Однако она может содержать полезный материал по примерам построения различных систем СГ и ЦВЗ, особенно для тех читателей, которые не имеют доступа к Интернету или затрудняются с переводом книг и статей с английского языка.

В.И. Коржик,
доктор технических наук,
почетный профессор СПбГУТ,
заслуженный работник высшей школы РФ,
член IEEE on IT

Список используемых источников

1. Fridrich Y. Steganography in Digital Media: Principles, Algorithms and Applicaticks. Cambridge Press, 2010. 462 p.
2. Cox I. et al. Digital watermarking. МК, 2002.
3. Korzhik V. et al. Steganalysis Based on Statistical Properties of the Encrypted Messages // Computer Network Security. 7-th International Conference on Mathematical Methods, Models, and Architectures for Computer Network Security: Lecture Notes in Computer Science. 2017. Vol. 10446. PP. 288-298.
4. Коржик В.И. и др. Цифровая стеганография и цифровые водяные знаки. Часть 1. Цифровая стенография. СПб.: СПбГУТ, 2016. 225 с.
5. Коржик В.И. и др. Цифровая стеганография и цифровые водяные знаки. Часть 2. Цифровые водяные знаки. СПб.: СПбГУТ, 2017. 198 с.
6. Korzhik V. On the Use of Bhattacharyya Distance as a Measure of the Detectability of Steganographic Systems // Transaction on Data Hiding and Multimedia Security III: Lecture Notes in Computer Science. 2008. Vol. 4920. PP. 23-32.
7. Korzhik V. Undetectable Spread-Time Stegosystem Based on Noisy Channels // International Journal of Computer Science and Applications, Special Issue on Multimedia Application. 2011. Vol. VIII. Iss. 1.
8. Korzhik V., Morales-Luna G., Nebaeva K. Capacity of a Stegosystem for the Noisy Attack Channel // International Journal of Information Hiding. 2012. Vol. 3 No. 2. PP. 205-211.
9. Korzhik V., Morales-Luna G. Information hiding through Noisy Channels // Information Hiding: Lecture Notes in Computer Science. 2001. Vol. 2137. PP. 42-50.
10. Korzhik V., Morales-Luna G., Lee M.H. On the Existence of Perfect Stegosystems // IWDW: Lecture Notes in Computer Science. Vol. 3710. PP. 30-37.
11. Korzhik V., Morales-Luna G., Lee M.H. Stegosystems Based on Noisy Channels // Proc. IX Spanish Meeting on Cryptology and Information Security. 2006. PP. 379-387.
12. Korzhik V., Morales-Luna G. Undetectable Spread-Time Stegosystem Based on Noisy Channels // Proc. of International Multiconference on Computer Science and Information Technology. 2010. PP. 723-728.
13. Коржик В.И., Небаева К.А., Алексеевс М. Использование модели канала с шумом для построения стегосистемы // Телекоммуникации. 2013. Спецвыпуск. С. 33–36.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

АНДРЕЕВА Елена Ивановна — кандидат физико-математических наук, доцент, доцент кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, AndreevaElenaFils@gmail.com

БОРОБОВ Антон Андреевич — адъюнкт кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, antonborobov@yandex.ru

БЫЛИНА Мария Сергеевна — кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, BylinaMaria@mail.ru

ВЛАДИМИРОВ Сергей Сергеевич — кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vladimirov.opds@gmail.com

ГЛАГОЛЕВ Сергей Федорович — кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, GlagolevSF@yandex.ru

ГОГОЛЬ Александр Александрович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Al.Gogol@mail.ru

ГОРАЙ Иван Иванович — кандидат технических наук, доцент кафедры военных систем многоканальной электропроводной и оптической связи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, ZhuravlevDmitriy84@yandex.ru

ДВОРНИКОВ Сергей Викторович — доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicdsv@yandex.ru

ДЕМИДОВ Владимир Витальевич — начальник Научно-производственного комплекса «Волокно» АО «Научно-производственное объединение Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», demidov@goi.ru

ДУКЕЛЬСКИЙ Константин Владимирович — кандидат технических наук, доцент, проректор по научной работе Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, доцент кафедры проектирования и безопасности компьютерных систем Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, vicerector.sc@sut.ru

ЖУРАВЛЁВ Дмитрий Анатольевич — кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры военных систем многоканальной электропроводной и оптической связи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, ZhuravlevDmitriy84@yandex.ru

ЗИННУРОВ Салават Халилович — кандидат технических наук, инженер учебной лаборатории кафедры систем и средств радиоэлектронной борьбы космического назначения Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского, zinnurov_salavat@mail.ru

КАРАСИК Наталия Яковлевна — доцент, доцент кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, n_karasik@mail.ru

КОВАЛЬСКИЙ Александр Александрович — кандидат технических наук, начальник лаборатории военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, sake636@mail.ru

КОГНОВИЦКИЙ Олег Станиславович — доктор технических наук, профессор, профессор кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kogn@yandex.ru

КОРЖИК Валерий Иванович — доктор технических наук, профессор, профессор кафедры защищенных систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, val-korzhik@yandex.ru

ЛЕОНОВ Станислав Олегович — кандидат технических наук, начальник лаборатории Научно-образовательного центра «Фотоника и ИК-техника» Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана, leonov-st@ya.ru

ЛУКЪЯНОВ Николай Олегович — кандидат технических наук, преподаватель кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, LukyanovNO@yandex.ru

МАТРОСОВА Александра Сергеевна — младший научный сотрудник АО «Научно-производственное объединение Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», matrosova@goi.ru

МИТРЯЕВ Геннадий Андреевич — адъюнкт кафедры сетей и систем связи космических комплексов Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского, gmitryaev@mail.ru

ПАХОМОВ Михаил Олегович — кандидат технических наук, senior research engineer Санкт-Петербургского филиала корпорации LG Electronics inc., mpakhomov39@gmail.com

ПРАСЬКО Григорий Александрович — кандидат технических наук, доцент кафедры военных систем многоканальной электропроводной и оптической связи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, prgrigoriy@yandex.ru

РОЖНОВ Виктор Сергеевич — аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, research engineer Санкт-Петербургского филиала корпорации LG Electronics inc., victor.rozhnov@lge.com

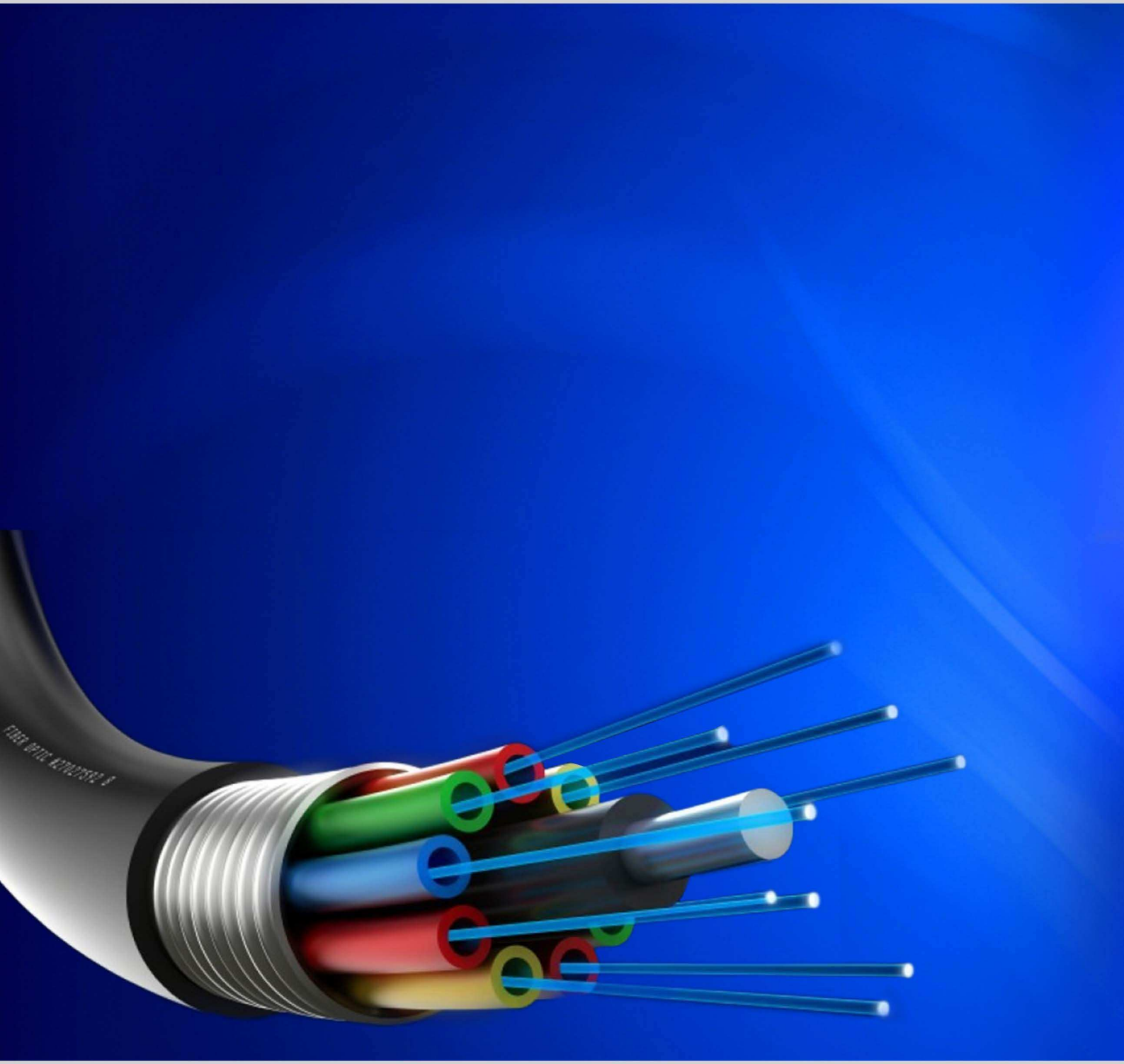
СОСУНОВ Борис Васильевич — доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, bsosunov@gmail.com

ТУМАНОВА Евгения Ивановна — преподаватель кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, evjeny@gmail.com

ЧАЙМАРДАНОВ Павел Александрович — аспирант кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, pchai@yandex.ru

ФОКИН Григорий Алексеевич — кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, grihafokin@gmail.com

Учредитель и издатель:
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования "Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича"
E-mail: tuzs@spbgut.ru Web: tuzs.sut.ru VK: vk.com/spbtuzs



ISSN: 1813-324X
Подписной индекс по каталогу "Межрегионального агентства подписки" – 35664