



Соорганизатор



МИНИСТЕРСТВО ТРАНСПОРТА
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Минтранс России



Т Р А Н С П О Р Т
РОССИИ

XII МЕЖДУНАРОДНЫЙ ФОРУМ И ВЫСТАВКА

МОСКВА

20 – 22 ноября 2018

Комплекс «Гостиный Двор»

Стратегический партнер



ОАО «РЖД»

Генеральный спонсор



Федеральная
Технологическая
Компания

Генеральный партнер



Генеральные информационные партнеры



Партнер



Совкомфлот

Официальная
газета

Транспорт России

Партнер конгресса



АО ГЛОНАСС

Организатор



Спонсор



ГТЛК

Спонсор



25 ЛЕТ

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

ПУБЛИКАЦИИ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

Демин Д.Б., Клеев А.И., Кюркчан А.Г.

Использование гибридного метода диаграммных уравнений для расчета рассеяния на цилиндре большого поперечного сечения

4

Голубничая Е.Ю.

Энергоэффективный синхронизированный доступ к каналам передачи данных в кластерных беспроводных сенсорных сетях

9

Смирнов Е.В.

Исследование структуры информационной составляющей поля рассеяния приемных антенн

19

Чернова И.В., Тодошева А.С.

Особенности реализации приемопередающего модуля АФАР

27

Ястребцова О.И., Чебышев В.В.

Влияние двухслойной подложки на характеристики микрополосковых антенн

32

СВЯЗЬ

Мазуренко Д.К.

Разработка пакета прикладных программ для математического моделирования и оптимизации процессов передачи и приема сигналов в системах связи

38

ИНФОРМАТИКА

Шмелёв В.В., Самойлов Е.Б., Саноцкая Н.А.

Полимоделный комплекс интеллектуального мониторинга состояния технических систем с компенсацией возмущающих факторов

44

ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

Лернер И.М.

К вопросу оценки пропускной способности в канале с ФМН-п-сигналами и с памятью, вызванной межсимвольными искажениями, при наличии нестабильностей в приемном устройстве

52

Поборчая Н.Е.

Применение полиномиальной аппроксимации для решения задачи оценивания искажений сигнала в системе с ММО в условиях априорной неопределенности

63

СВЯЗЬ

Изотов К.А., Локтев А.А., Локтев Д.А.

Влияние формы светового импульса на параметры функционирования волоконно-оптической линии связи

69

Нетес В.А.

Двусторонние оценки для показателей качества обслуживания с учетом надежности обслуживаемых приборов

75

Миронов О.Ю.

Математическая модель узла группирования потоков данных реального времени, учитывающая изменение длин генерируемых пакетов, пиковой и средней скорости передачи данных, задержки обработки пакетов в процессе шифрования

78

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

Учредитель

ООО "Издательский дом Медиа Паблшер"

Главный редактор

Тихвинский Валерий Олегович

Издатель

Дымкова Светлана Сергеевна

ds@media-publisher.ru

Редакционная коллегия

Аджемов Артём Сергеевич

(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия

Анютин Александр Павлович

(д.ф.-м.н., профессор, член программного и оргкомитетов WSEAS), Россия, Мексика

Бугаев Александр Степанович

(академик РАН), Россия

Вааль Альберт

(д.т.н., старший научный сотрудник Ганноверского университета им. Лейбница на кафедре коммуникационной техники), Германия

Варламов Олег Витальевич

(д.т.н., в.н.с. МТУСИ), Россия

Головачев Юлиус

(управляющий консультант Detecon International GmbH), Германия

Гребенников Андрей Викторович

(Sumitomo Electric Europe), Великобритания

Данилов Владимир Григорьевич

(д.ф.-м.н., профессор МИЭМ, НИУ ВШЭ), Россия

Дулкейтс Эрик

(д.т.н., старший исполнительный директор корпорации Detecon), Силиконовая долина, США

Елизаров Андрей Альбертович

(д.т.н., профессор МИЭМ, НИУ ВШЭ), Россия

Зубарев Юрий Борисович

(д.т.н., член-корреспондент РАН, заслуженный деятель науки РФ), Россия

Корбетт Ровэлл

(д.т.н., директор по исследованиям в научно-исследовательском центре China Mobile Research Institute, профессор университета Назарбаева), Гон-Конг (Китай), США

Кузовкова Татьяна Алексеевна

(д.э.н., декан экономического факультета МТУСИ), Россия

Кюркчан Александр Гаврилович

(д.ф.-м.н., профессор МТУСИ), Россия

Омельянов Георгий Александрович

(д.ф.-м.н., Университет де Сонора, факультет математики, Эрмосильо), Мексика

Самойлов Александр Георгиевич

(д.т.н., профессор Владимирского государственного университета им. А.Г. и Н.Г. Столетовых), Россия

Сеилов Шахмаран Журсинбекович

(д.э.н., Президент Казахской академии информкоммуникаций), Казахстан

Сысоев Николай Николаевич

(д.ф.-м.н., декан физического факультета МГУ им. М.В. Ломоносова), Россия

Чиров Денис Сергеевич

(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия

Шаврин Сергей Сергеевич

(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия

Шарп Майкл

(д.э.н., вице-президент европейского института стандартизации – ETSI), Великобритания

Яшина Марина Викторовна

(д.т.н., профессор, МТУСИ), Россия

CONTENT

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

- Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchan A.G.**
Using the hybrid pattern equations method for the analysis of a scattering by a cylinder of a large cross section 4
- Golubnichaya E.Y.**
Energy efficient synchronized access to channels of data transfer in cluster wireless sensor networks 9
- Smirnov E.V.**
Research of structure of information component of the scattering field of reception antennas 19
- Chernova I.V., Todosheva A.S.**
Peculiarities of the realization of the transceiver module of active phased antenna arrays 27
- Yastrebtsova O.I., Chebyshev V.V.**
Impact of a two-layer dielectric structure on the microstrip antenna characteristics 32

COMMUNICATIONS

- Mazurenko D.K.**
The development of a package of applied programs for mathematical modeling and optimization of processes of transmitting and receiving signals in communication systems 38

COMPUTER SCIENCE

- Shmelev V.V., Samoylov E.B., Sanotskaya N.A.**
Polymodel complex of intellectual condition monitoring of technical systems with compensation of the perturbing factors 44

PUBLICATIONS IN ENGLISH

ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

- Lerner I.M.**
To a question of capacity estimation of real communicational channels with PSKⁿ signals in the presence of ISI and instabilities in the receiver 52
- Poborchaya N.E.**
Polynomial approximation application for solving the signal distortion estimation problem in a system with MIMO under aprior uncertainty 63

COMMUNICATIONS

- Izotov K.A., Loktev A.A., Loktev D.A.**
The influence of the shape of the light pulse on the operating parameters of fiber-optical communication lines 69
- Netes V.A.**
Two-sided bounds for measures of service quality considering reliability of servers 74
- Mironov O.Yu.**
The real time data streams grouping node mathematical model, considering length changing of generated packages, peak and medium data transmission speed, package processing delay after encryption 78

T•C o m m

Telecommunications and transport

Volum 12. №8-2018

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

Founder: "Media Publisher", Ltd.

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

Editor in Chief: Dr. Valery O. Tikhvinskiy

Editorial board

Adzhemov Artem S.

Doctor of sciences, Professor MTUCI, Russia

Anyutin Alexander P.

Doctor of sciences, Professor, member of the program and organizing committee WSEAS, Russia, Mexico

Bugaev Alexander S.

Academician of the RAS, Russia

Corbett Rowell

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

Chirov Denis S.

Doctor of sciences, MTUCI, Russia

Danilov Vladimir G.

Doctor of sciences, Professor MIEM, HSE, Russia

Golovachyov Julius

Managing Consultant Detecon International GmbH, Germany

Grebennikov Andrey

Ph.D., Sumitomo Electric Europe, United Kingdom

Dulkeyts Eric

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

Kuzovkova Tatyana A.

Doctor of sciences, MTUCI, Russia

Kyurkchan Alexander G.

Doctor of sciences, Professor MTUCI, Russia

Omel'yanov Georgii A.

Doctor of sciences, Universidad de Sonora, Department of Mathematics, Hermosillo, Mexico

Samoilov Alexander G.

Doctor of sciences, VLSU, Russia

Seilov Shakhmaran Zh.

Doctor of sciences, President of the Kazakh Academy of Infocomm, Kazakhstan

Sharpe Michael

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

Shavrin Sergey S.

Doctor of sciences, MTUCI, Russia

Sysoev Nikolai N.

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

Varlamov Oleg V.

Doctor of sciences, MTUCI, Russia

Waal Albert

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

Yashina Marina V.

Doctor of sciences, Professor MTUCI, Russia

Yelizarov Andrey A.

Doctor of sciences, Professor MIEM, HSE, Russia

Zubarev Yuri B.

Doctor of sciences, Corresponding member of the Russian Academy of Sciences, Honored Scientist of Russia, Russia

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

© "Media Publisher", 2018

www.media-publisher.ru

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГИБРИДНОГО МЕТОДА ДИАГРАММНЫХ УРАВНЕНИЙ ДЛЯ РАСЧЕТА РАССЕЯНИЯ НА ЦИЛИНДРЕ БОЛЬШОГО ПОПЕРЕЧНОГО СЕЧЕНИЯ

Демин Дмитрий Борисович,
МТУСИ, Москва, Россия,
dbdemin@gmail.com

Клеев Андрей Игоревич,
Институт физических проблем им. П.Л.Капицы РАН,
Москва, Россия, klev@kapitza.ras.ru

Кюркчан Александр Гаврилович,
МТУСИ, Москва, Россия;
ФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Фрязино Московской обл.;
ФГУП ЦНИИС, Москва, Россия,
agkmtuci@yandex.ru

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10125

Работа выполнена при частичной поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 16-02-00247 А)

Ключевые слова: метод диаграммных уравнений, рассеяние волн, коротковолновая асимптотика, численные методы теории дифракции.

Рассеяние волн препятствиями, размеры которых существенно превосходят длину волны падающего излучения, является одной из ключевых задач теории дифракции. Сложность прямых численных подходов к решению данной задачи заключается в значительном возрастании объема вычислений при увеличении размеров рассеивателя. В настоящей статье представлен строгий подход к решению задачи рассеяния волн на цилиндрах, поперечное сечение которых существенно превосходит длину волны падающего излучения. Предлагаемая методика базируется на методе диаграммных уравнений (МДУ), предложенном в 1992 г. Было показано, что МДУ обладает важными преимуществами перед многими универсальными методиками и весьма эффективен при решении широкого класса задач. Установленная в указанных выше работах высокая скорость сходимости МДУ может быть использована для построения различных асимптотических подходов. В частности, используя МДУ, авторам удалось получить приближенные формулы для интегрального сечения рассеяния на Рэлеевских объектах. В настоящей работе развит гибридный метод диаграммных уравнений (ГМДУ), основанный на использовании комбинации МДУ и приближения физической оптики (ФО). Получено интегрально-дифференциальное уравнение для "поправочной" к приближению физической оптики диаграммы. Предложен эффективный метод алгебраизации данного уравнения, основанный на использовании дополнительного подгоночного параметра, определяющего номер доминирующей угловой гармоники в разложении поправочной диаграммы. Показано, что данный подход обладает высокой эффективностью и, в то же время, не требует значительных вычислительных затрат при решении задач дифракции на цилиндрах даже в тех случаях, когда характерный размер поперечного сечения велик по сравнению с длиной волны падающего излучения. Скорость сходимости, равно как и точность полученных результатов, слабо зависят от геометрических размеров поперечного сечения цилиндра, что делает данный подход перспективным методом расчета характеристик рассеяния в тех случаях, когда поперечный размер рассеивателя существенно превосходит длину волны падающего поля.

Информация об авторах:

Демин Дмитрий Борисович, доцент, к.ф.-м.н., Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия
Клеев Андрей Игоревич, заместитель директора, д.ф.-м.н., Институт физических проблем им. П.Л.Капицы РАН, Москва, Россия,
Кюркчан Александр Гаврилович, зав. каф., д.ф.-м.н., Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия;
ФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Фрязино Московской обл., Россия;
ФГУП Центральный научно-исследовательский институт связи, Москва, Россия

Для цитирования:

Демин Д.Б., Клеев А.И., Кюркчан А.Г. Использование гибридного метода диаграммных уравнений для расчета рассеяния на цилиндре большого поперечного сечения // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №8. С. 4-8.

For citation:

Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchan A.G. (2018). Using the hybrid pattern equations method for the analysis of a scattering by a cylinder of a large cross section. *T-Comm*, vol. 12, no.8, pp. 4-8. (in Russian)

Рассеяние волн препятствиями, размеры которых существенно превосходят длину волны падающего излучения, является одной из ключевых задач теории дифракции. Исследованию этой задачи и разработке различных методов ее решения, посвящено огромное число публикаций. Обзор важнейших из них дан в известных монографиях [1-5]. Использование прямых численных методов к решению данной задачи весьма затруднено из-за резкого возрастания объема вычислений при увеличении размеров рассеивателя. В настоящей статье предложен строгий подход к решению задачи рассеяния волн на цилиндрах, поперечное сечение которых существенно превосходит длину волны падающего излучения. Предлагаемая методика базируется на методе диаграммных уравнений (МДУ). Этот метод был предложен в работе [6] (см. также [7, 8]). Было показано, что МДУ обладает важными преимуществами перед многими универсальными методиками и весьма эффективен при решении широкого класса задач. Установленная в указанных выше работах высокая скорость сходимости МДУ может быть использована для построения различных асимптотических подходов. В частности, используя МДУ, авторам удалось получить приближенные формулы для интегрального сечения рассеяния на Рэлеевских объектах [9-11]. В настоящей работе развит гибридный метод диаграммных уравнений, основанный на использовании комбинации МДУ и приближения физической оптики (ФО). Как будет показано ниже, данный подход обладает высокой эффективностью и, в то же время, не требует значительных вычислительных затрат при решении задач дифракции на цилиндрах даже в тех случаях, когда, характерный размер поперечного сечения велик по сравнению с длиной волны падающего излучения.

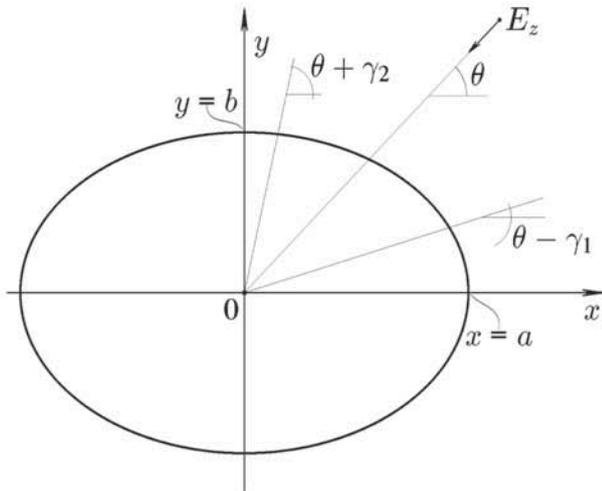


Рис. 1. Геометрия задачи

Геометрия задачи показана на рис. 1. Рассматривалось падение волны, имеющей единственную отличную от нуля компоненту электрического поля E_z , на идеально проводящий цилиндр произвольного поперечного сечения. Для диаграммы направленности рассеянного поля имеет место следующее соотношение [7]:

$$f(\alpha) = \int_0^{2\pi} v(\varphi) \exp(ik\rho(\varphi)\cos(\alpha - \varphi)) d\varphi \quad (1)$$

Представим неизвестную токовую функцию $v(\varphi)$ в виде двух слагаемых:

$$v(\varphi) = v^{(p)}(\varphi) + v^{(c)}(\varphi), \quad (2)$$

где

$$v^{(p)}(\varphi) = \begin{cases} 2v^{(0)}(\varphi), & \varphi \in [\theta - \gamma_1, \theta + \gamma_2], \\ 0, & \varphi \notin [\theta - \gamma_1, \theta + \gamma_2] \end{cases} \quad (3)$$

– токовая функция в приближении физической оптики, в рассматриваемом случае

$$v^{(0)}(\varphi) = \frac{i}{4} \left[\rho(\varphi) \frac{\partial E_z^{(0)}}{\partial r} - \frac{\rho'(\varphi)}{\rho(\varphi)} \frac{\partial E_z^{(0)}}{\partial \varphi} \right]_{r=\rho(\varphi)}, \quad (4)$$

где $E_z^{(0)}$ – z – компонента падающего поля.

В формуле (2) добавочная токовая функция $v^{(c)}(\varphi)$ определяет «поправочную» диаграмму рассеяния $f^{(c)}(\alpha)$:

$$f^{(c)}(\alpha) = \int_0^{2\pi} v^{(c)}(\varphi) \exp(ik\rho(\varphi)\cos(\alpha - \varphi)) d\varphi \quad (5)$$

Используя (1), (2) и (5), полную диаграмму направленности можно представить в виде суммы парциальных диаграмм:

$$f(\alpha) = f^{(p)}(\alpha) + f^{(c)}(\alpha), \quad (6)$$

где

$$f^{(p)}(\alpha) = \int_0^{2\pi} v^{(p)}(\varphi) \exp(ik\rho(\varphi)\cos(\alpha - \varphi)) d\varphi \quad (7)$$

Воспользуемся далее интегрально-операторным уравнением [6, 7] для диаграммы направленности:

$$f^{(p)}(\alpha) + f^{(c)}(\alpha) = f^{(0)}(\alpha) + \frac{k}{4\pi} \int_0^{2\pi} \exp[ik\rho(\varphi)\cos(\alpha - \varphi)] \int_{\Gamma} L(\varphi, \psi) \exp[-ik\rho(\varphi)\cos(\psi)] \times [f^{(p)}(\varphi + \psi) + f^{(c)}(\varphi + \psi)] d\psi d\varphi, \quad (8)$$

где

$$f^{(0)}(\alpha) = \int_0^{2\pi} v^{(0)}(\varphi) \exp(ik\rho(\varphi)\cos(\alpha - \varphi)) d\varphi, \quad (9)$$

$$L(\varphi, \psi) = \rho(\varphi)\cos\psi - \rho'(\varphi)\sin\psi.$$

Представляя диаграммы $f^{(c,p,0)}(\alpha)$ в виде рядов Фурье:

$$f^{(c,p,0)}(\alpha) = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} a_m^{(c,p,0)} \exp(im\alpha), \quad (10)$$

и используя метод редукции, получаем следующую систему линейных алгебраических уравнений для неизвестных коэффициентов $a_m^{(c)}$:

$$a_m^{(c)} - \sum_{n=-N^{(c)}+1}^{N^{(c)}-1} G_{mn} a_n^{(c)} = a_m^{(0)} - a_m^{(p)} + \sum_{n=-N^{(p)}+1}^{n=N^{(p)}-1} G_{mn} a_n^{(p)}, \quad (11)$$

где

$$G_{mn} = \frac{i^{(m-n+1)}}{4} \int_0^{2\pi} [k\rho(\varphi)H_n^{(2)}(k\rho(\varphi)) - in \frac{\rho'(\varphi)}{\rho(\varphi)} H_n^{(2)}(k\rho(\varphi))] \times J_m(k\rho(\varphi)) \exp[i(n-m)\varphi] d\varphi, \quad (12)$$

$$a_m^{(0)} = i^m \int_0^{2\pi} v^{(0)}(\varphi) J_m(k\rho(\varphi)) \exp(-im\varphi) d\varphi, \quad (13)$$

$$a_m^{(p)} = 2i^m \int_{\theta-\gamma_1}^{\theta+\gamma_2} v^{(0)}(\varphi) J_m(k\rho(\varphi)) \exp(-im\varphi) d\varphi, \quad (14)$$

значения $N^{(c,p)}$ выбираются, исходя из требуемой точности вычислений.

Рассмотрим некоторые примеры, характеризующие особенности описанного выше подхода. При расчетах полагали, что падающее поле (см. рис. 1) является плоской волной. В этом случае

$$v^{(0)}(\varphi) = -\frac{k}{4} [\rho(\varphi) \cos(\varphi - \theta) + \rho'(\varphi) \times \sin(\varphi - \theta)] \exp[i\rho(\varphi) \cos(\varphi - \theta)] \quad (15)$$

На рисунке 2 представлены результаты, иллюстрирующие сходимость расчета полного сечения рассеяния для кругового цилиндра. Показана зависимость нормированного сечения рассеяния $k\sigma_s/(2\pi)$ от $N^{(c)}$ при $\theta = \pi/4$, где

$$\frac{k\sigma_s}{2\pi} = \frac{2}{\pi} \sum_{n=-N-1}^{N-1} |a_n|^2, \quad (16)$$

$$N = \max(N^{(c)}, N^{(p)}),$$

$$\bar{a}_n = \begin{cases} a_n^{(c)} + a_n^{(p)}, & |n| \leq \min(N^{(c)} - 1, N^{(p)} - 1) \\ a_n^{(c)}, & N^{(p)} - 1 < |n| \leq N^{(c)} - 1, \bar{N} = N^{(c)} \\ a_n^{(p)}, & N^{(c)} - 1 < |n| \leq N^{(p)} - 1, \bar{N} = N^{(p)} \end{cases} \quad (17)$$

Формулы (16) и (17) приведены для общего случая, когда $N^{(c)} \neq N^{(p)}$; $f(\alpha)$ в этом случае является суммой двух отрезков рядов Фурье с различным числом слагаемых. Отметим, что согласно (11), число неизвестных коэффициентов $a_m^{(c)}$ равно $2N^{(c)} - 1$.

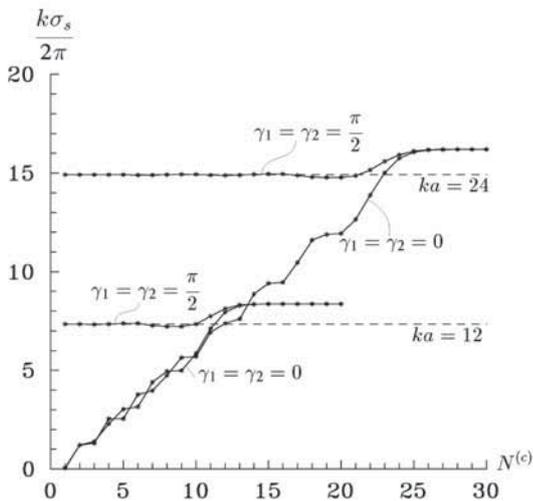


Рис. 2. Зависимость нормированного сечения рассеяния $k\sigma_s/(2\pi)$ от $N^{(c)}$

Штриховая линия на рисунке 2 – результаты расчетов в приближении физической оптики ($f(\alpha) = f^{(p)}(\alpha)$). В том случае, когда $\gamma_1 = \gamma_2 = 0$ уравнения ГМДУ совпадают с уравнениями МДУ.

На рисунке 3 представлены результаты исследования сходимости ГМДУ при решении задачи рассеяния плоской

волны на суперэллиптическом цилиндре, контур поперечного сечения которого определяется выражением

$$\left| \frac{x}{a} \right|^q + \left| \frac{y}{b} \right|^q = 1. \quad (18)$$

При расчетах полагали $a = b, q = 6, \theta = \pi/4$.

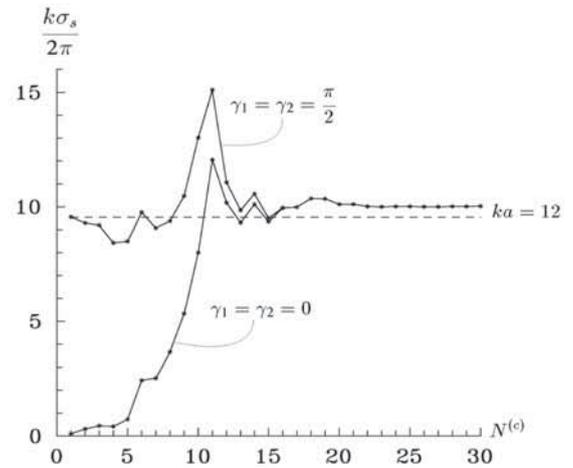


Рис. 3. Зависимость $k\sigma_s/(2\pi)$ от $N^{(c)}$ для суперэллиптического цилиндра

Приведенные результаты показывают, что, при использовании ГМДУ результат близок решению, полученному с помощью ГО при относительно небольшом числе слагаемых в разложении поправочной диаграммы направленности. Однако полностью вычислить поправочную диаграмму удается лишь используя такое же количество членов в разложении, как в «обычном» МДУ.

Причина этого иллюстрируется результатами, представленными на рис. 4 и рис. 5. На рисунке 4 показана зависимость $|a_n|$ от порядкового номера коэффициента n при рассеянии на круговом цилиндре ($ka = 12, \theta = \pi/4$).

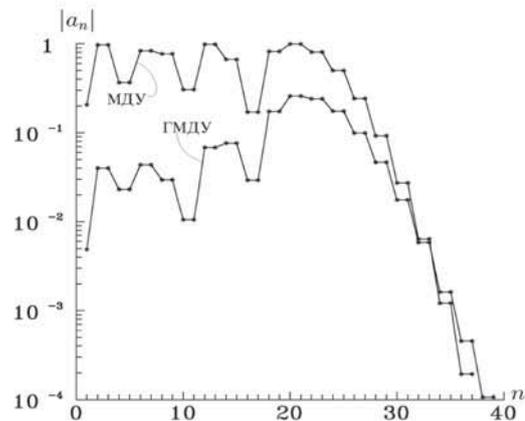


Рис. 4. Зависимость коэффициентов разложения диаграммы от n

При расчетах в «обычном» МДУ, выражение для «поправочной» диаграммы рассеяния $f^{(c)}(\varphi)$ принимали в следующем виде:

$$f^{(c)}(\varphi) = \sum_{n=1}^{2N^{(c)}-1} a_n^{(c)} \exp(im_n\varphi), \quad (19)$$

причем порядковый номер коэффициента n связан с номером гармоники m_n соотношением:

$$m_n = (-1)^n \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor, \quad (20)$$

где квадратные скобки означают операцию вычисления целой части.

Как видно из рис. 4, коэффициенты разложения «поправочной» диаграммы более чем на порядок меньше коэффициентов, получаемых в МДУ, однако их зависимость от n имеет отчетливый максимум при $n \approx 2ka$.

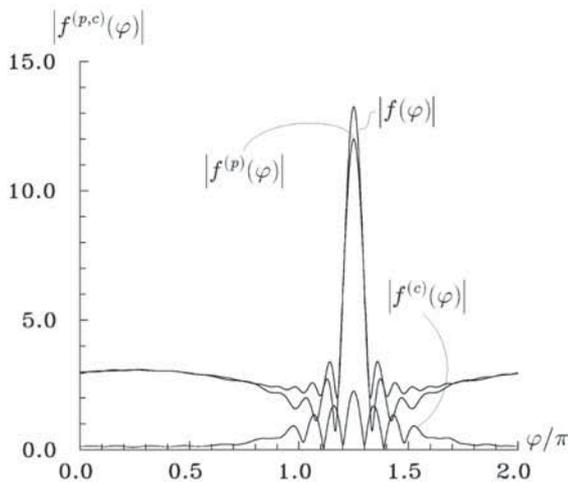


Рис. 5. Рассеяние на круговом цилиндре

Как видно из рис. 5, решение ГМДУ является быстро осциллирующей функцией с явно выраженной доминирующей гармоникой. Для ускорения сходимости разложения такого решения можно использовать следующий прием. В «модифицированном» ГМДУ используется следующее выражение для «поправочной» диаграммы:

$$f^{(c)}(\varphi) = \sum_{n=1}^{2N^{(c)}-1} a_n^{(c)} \exp(i\bar{m}_n \varphi), \quad (21)$$

где новый номер гармоники \bar{m}_n , соответствующий коэффициенту с номером n , определяется выражением:

$$\bar{m}_n = (-1)^n \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor, \quad n = \begin{cases} M + (-1)^n \left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor, & \text{при } n \leq 2M - 1, \\ n, & \text{при } n > 2M - 1 \end{cases} \quad (22)$$

где M – подгоночный параметр (целое число), определяющий номер доминирующей гармоники. Как можно видеть, при этом первом коэффициенту в разложении поправочной диаграммы соответствует гармоника с номером $\lfloor M/2 \rfloor$.

В таблице приведен пример для $N^{(c)} = 11$, $M = 6$:

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
\bar{m}	0	1	-1	2	-2	3	-3	4	-4	5	-5	6	-6	7	-7	8	-8	9	-9
\bar{m}	3	-3	-2	4	2	-4	-1	5	1	-5	0	6	-6	7	-7	8	-8	9	-9

На рисунке 6 представлены результаты исследования нормированного интегрального сечения рассеяния плоской волны на круговом цилиндре. При расчетах полагали $ka = 12$, $\theta = \pi/4$, $M = 20$. Штриховая линия – результаты расчетов в приближении физической оптики. Как видно из

результатов, представленных на этом рисунке, модифицированный ГМДУ дает практически точный результат при $N_c \ll ka$.

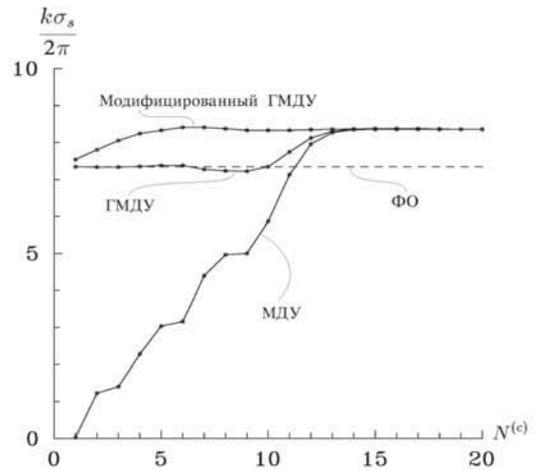


Рис. 6. Зависимость $k\sigma_s/(2\pi)$ от $N^{(c)}$

В настоящей работе развит гибридный метод диаграммных уравнений (ГМДУ), основанный на использовании комбинации МДУ и приближения физической оптики. Данный подход обладает высокой эффективностью и, в то же время, не требует значительных вычислительных затрат при решении задач дифракции на цилиндрах даже в тех случаях, когда, характерный размер поперечного сечения велик по сравнению с длиной волны падающего излучения.

Литература

1. Хёлл Х., Мауэ А., Вестфаль К. Теория дифракции. Пер. с нем. М.: Мир, 1964. 428 с.
2. Борн М., Вольф Э. Основы оптики: пер. с англ. / Под ред. Г.П.Матулевич. М.: Наука, 1973. 720 с.
3. Боровиков В.А., Кинбер Б.Е. Геометрическая теория дифракции. М.: Советское радио, 1978. 248 с.
4. Уфимцев П.Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции. М.: Советское радио, 1962.
5. Уфимцев П.Я. Теория дифракционных краевых волн в электродинамике. Введение в физическую теорию дифракцию / Пер. с англ. 2-е изд., испр. и доп. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2012. 372 с.
6. Кюркчан А.Г. Об одном новом интегральном уравнении в теории дифракции // Доклады Академии наук. 1992. Т. 325. № 2. С. 273-275.
7. Кюркчан А.Г., Смирнова Н.И. Математическое моделирование в теории дифракции с использованием априорной информации об аналитических свойствах решения. М.: Медиа Паблишер, 2014.
8. Кюркчан А.Г., Клеев А.И. Решение задач дифракции волн на рассеивателях конечных размеров методом диаграммных уравнений // Радиотехника и электроника. 1995. Т. 40. № 6. С. 897-905.
9. Демин Д.Б., Клеев А.И., Кюркчан А.Г. Использование метода диаграммных уравнений для анализа рассеяния на малых частицах сложной формы // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. Т. 10. №10. 2016. С. 38-42.
10. Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchan A.G. Modeling of electromagnetic scattering by thin cylinders using Pattern Equation Method // Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer. 2017. V. 187. No1, pp. 287-292.
11. Демин Д.Б., Клеев А.И., Кюркчан А.Г. Использование метода диаграммных уравнений для анализа рассеяния на тонком цилиндре произвольного поперечного сечения // Радиотехника и электроника. 2018, т. 63, №6.

USING THE HYBRID PATTERN EQUATIONS METHOD FOR THE ANALYSIS OF A SCATTERING BY A CYLINDER OF A LARGE CROSS SECTION

Dmitri B. Demin, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, dbdemin@gmail.com

Andrei I. Kleev, P.L. Kapitza Institute for Physical Problems RAS, Moscow, Russia, kleev@kapitza.ras.ru

Alexander G. Kyurkchan, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia;
Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics, Fryazino Branch, Russian Academy of Sciences, Fryazino, Russia;
Central research institute of communication, Moscow, Russia, agkmtuci@yandex.ru

Abstract

Scattering of waves by obstacles whose dimensions substantially exceed the wavelength of the incident radiation is one of the key problems in the theory of diffraction. The complexity of direct numerical approaches to the solution of this problem consists in a significant increase of the computational difficulties with increasing scatterer dimensions. In this paper we present a rigorous approach to the solution of the problem of wave scattering by cylinders, the cross section of which substantially exceeds the wavelength of the incident radiation. The proposed methodology is based on the Pattern Equations Method (PEM), proposed in 1992. It was shown that PEM has important advantages over many universal methods and is very effective in solving a wide class of problems. The high rate of convergence of the PEM established in the above studies can be used to construct various asymptotic approaches. In particular, using PEM, the authors succeeded in obtaining approximate formulas for the integral cross section for scattering by Rayleigh objects. In this paper, we develop a Hybrid Pattern Equations Method (HPEM), based on the use of a combination of PEM and the Physical Optics approximation (PO). The integral-differential equation for the "correction" to the PO solution for of the scattering pattern is obtained. An effective method of algebraization of this equation is proposed, based on the use of an additional fitting parameter determining the number of the dominant angular harmonic in the expansion of the correction diagram. It is shown that this approach has a high efficiency and, at the same time, does not require significant computational costs in solving diffraction problems on cylinders, even in cases where the characteristic cross-sectional dimension is large compared to the wavelength of the incident radiation. The rate of convergence, as well as the accuracy of the results obtained, depend little on the geometric dimensions of the cross section of the cylinder, which makes this approach a promising method for calculating the scattering characteristics in those cases when the transverse dimension of the scatterer substantially exceeds the wavelength of the incident field.

Keywords: pattern equations method, high frequency asymptotic, numerical methods of the diffraction theory.

References

1. H. Henl, A. Maue, and K. Westphal. (1966). *Theorie der Beugung*. Encycl. Phys., Crystal Optics Diffraction, S. Flegge, Ed., 25 (1), Springer Verlag, Berlin.
2. Born M. and Wolf E. (1980). *Principles of Optics*, Sixth Edition, Pergamon Press, New York.
3. Borovikov V.A., Kinber B. Ye. (1994). *Geometrical Theory of Diffraction*. IEE Electromagnetic Waves Series, 37, The Institution of Electrical Engineers, London.
4. Ufimtzev P.Ja. (1962). *Method of boundary waves in physical theory of diffraction*. Sov. Moscow: Radio. (in Russian)
5. Ufimtzev P.Ja. (2009). *Theory of Edge Diffraction in Electromagnetics: Origination and Validation of the Physical Theory of Diffraction*. Institution of Engineering and Technology. 442 p.
6. Kyurkchan A.G. (1992). A new integral equation in the diffraction theory // *Soviet Physics-Doklady*, vol. 37, no 7, pp. 338-340.
7. Kyurkchan A.G., Smirnova N.I. (2016). *Mathematical Modeling in Diffraction Theory Based on A Priori Information on the Analytic Properties of the Solution*. Amsterdam: Elsevier. 280 p.
8. Kyurkchan A.G., Kleev A.I. (1995). Solution of the Problems of Wave Diffraction on Finite Scatterers with the Method of Diagram Equations. *Radiotekhnika e elektronika*. Vol. 40. No. 6, pp. C. 897-905 (in Russian)
9. Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchan A.G. (2016). The applying of the pattern equations method for the analysis of scattering by small particles of the complicated shape. *T-Comm*. Vol. 10. No.10, pp. 38-42. (in Russian)
10. Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchan A.G. (2017). Modeling of electromagnetic scattering by thin cylinders using Pattern Equation Method. *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer*. V. 187. No.1, pp. 287-292.
11. Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchan A.G. (2018). Use of the method of diagram equations for the analysis of scattering by a thin cylinder of an arbitrary cross section. *Radio engineering and electronics*. Vol. 63. No. 6.

Information about authors:

Dmitri B. Demin, Assistant Professor, Ph.D., Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia

Andrei I. Kleev, Advanced Research Fellow, D.Sc., P.L. Kapitza Institute for Physical Problems RAS, Moscow, Russia

Alexander G. Kyurkchan, Head of Department, Professor, D.Sc., Moscow Technical University of Communications and Informatics Russia;
Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics, Fryazino Branch, Russian Academy of Sciences, Russia;
Central research institute of communication, Moscow, Russia

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЙ синхронизированный доступ к каналам передачи данных в кластерных беспроводных сенсорных сетях

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10126

Голубничая Екатерина Юрьевна,
Поволжский государственный университет
телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия,
ekaterina.golubn@mail.ru

Ключевые слова: беспроводные сенсорные сети, IEEE 802.15.4/ZigBee, кластерная топология, головной узел кластера, связующее дерево, маршрутизация, суперкадр, TDMA, суперслот, гарантированный временной слот.

В настоящее время кластерные беспроводные сенсорные сети (БСС) стандарта IEEE 802.15.4/ZigBee являются эффективным и экономически выгодным решением для организации различных крупномасштабных систем мониторинга. Однако, несмотря на известные преимущества указанных БСС, в том числе возможность суперкадровой временной синхронизации и управление рабочими циклами устройств сети, в данных сетях может возникнуть ряд серьезных проблем вызванных коллизиями суперкадров (мачков и передаваемых данных) при одновременных передачах несколькими интерферирующими (конфликтными) головными узлами кластеров (ГУК). Помимо этого, при межкластерном взаимодействии из-за большой нагрузки на отдельные участки маршрутов доставки данных (ближайшие к координатору), а также неэффективного распределения ресурсов свободного от конкуренции периода доступа (Contention Free Period, CFP) суперкадров, могут возникнуть перегрузки, результатом которых является превышение допустимого времени задержек доставки данных и возможно их потеря. Указанные факторы значительно снижают такие характеристики БСС, как надежность и доступность, которые в конечном итоге и определяют стабильное (устойчивое) функционирование сети. Поэтому при проектировании рассматриваемых БСС должно уделяться самое пристальное внимание вопросам организации межкластерного взаимодействия при осуществлении многошаговых соединений (multi-hop), в частности при передаче (маршрутизации) данных к координатору.

Рассматривается предлагаемый подход на основе метода TDMA (Time Division Multiple Access), который наряду с гарантированным доступом к радиоканалу конкретными ГУК при межкластерном взаимодействии (multi-hop маршрутизации), позволит также обеспечить и экономичный расход энергии их автономных батарей, что также является одной из важнейших задач стоящих перед БСС. Согласно предлагаемому подходу координатором сети осуществляется централизованное временное планирование расписаний передач суперкадров ГУК, а также планирование гарантированных приемопередач данных в течение этих суперкадров (CFP). Задачи указанного временного планирования заключаются в определении наименьшей длины бесконфликтного расписания передач суперкадров, в том числе бесконфликтного распределения ресурсов CFP этих суперкадров, а также в блокировании избыточных связей (за счет активных и неактивных суперслотов) не входящих в связующее дерево сети. Централизованное управление всей сетью осуществляется координатором по аналогии с подходом организации сетей SDN (Software-Defined Networking).

Для цитирования:

Голубничая Е.Ю. Энергоэффективный синхронизированный доступ к каналам передачи данных в кластерных беспроводных сенсорных сетях // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №8. С. 9-18.

For citation:

Golubnichaya E.Y. (2018). Energy efficient synchronized access to channels of data transfer in cluster wireless sensor networks. T-Comm, vol. 12, no.8, pp. 9-18. (in Russian)

Введение

Беспроводные сенсорные сети (БСС) позволяют связывать между собой небольшие автономные устройства (модули), оснащенные средствами приема, передачи и обработки данных с целью мониторинга явлений, процессов, характеристик их среды окружения и дальнейшей совместной передачи (многошаговой (multi-hop) ретрансляции) данных мониторинга к центральному устройству (коллектору), обычно называемому координатором сети. Для возможности осуществления функций мониторинга указанные устройства также оснащаются всеми необходимыми видами датчиков (температуры, влажности, дыма и др.), поэтому данные узлы принято называть сенсорными. Сама же идея БСС, как и многие другие известные технологии, получила свое развитие в военной отрасли, а именно в начале 1980 г., когда американское агентство передовых оборонных исследовательских проектов DARPA приступило к исследованию распределенных сенсорных сетей [1]. Однако несмотря на то, что с того момента прошло уже несколько десятилетий, сегодня как и тогда передача данных по беспроводным каналам связи является одной из ключевых задач БСС, что в большей степени обусловлено ограниченными ресурсами полосы пропускания, энергетическими ресурсами автономных батарей узлов, а также влиянием различных мешающих воздействий на распространение радиоволн по беспроводным каналам связи [2].

При проектировании БСС наибольшее распространение получили такие стандарты беспроводной связи, как IEEE 802.11 и IEEE 802.15.4 [2]. Однако, несмотря на то, что для первого характерны более высокие скорости передачи данных, второй обеспечивает наибольшую энергоэффективность, что является одним из основных требований для устойчивого функционирования ограниченных ресурсами БСС. В частности, поддерживаемая стандартом IEEE 802.15.4 суперкадровая структура сообщений, позволяет значительно сократить расход энергии автономных батарей, поскольку узлы не расходуют энергию на постоянное холостое прослушивание радиоканала как в случае IEEE 802.11, а также могут находиться в энергосберегающем (спящем) режиме во время неактивного периода суперкадра.

Именно поэтому данная статья будет посвящена БСС стандарта IEEE 802.15.4. Следует сразу обратить внимание, что стандарт IEEE 802.15.4 не разрабатывался конкретно для БСС, но с учетом его ключевых особенностей, которые удовлетворяют предъявляемым к БСС требованиям (низкое энергопотребление устройств сети, низкая стоимость проектирования сети и др.), он потенциально подходит для БСС. Сенсорные узлы в данных БСС функционируют согласно упрощенному стеку протоколов, в котором стандарт IEEE 802.15.4 реализует нижние уровни (физический, канальный), а верхние уровни (сетевой, приложений) реализует спецификация ZigBee [1]. Сочетание IEEE 802.15.4 и ZigBee (далее IEEE 802.15.4/ZigBee) является хорошим фундаментом при проектировании различных систем сбора данных, мониторинга и управления. В статье проводится анализ ключевых особенностей БСС, а также актуальных проблем существующих в данных сетях. Рассматривается предлагаемый энергоэффективный подход на основе метода TDMA (англ. Time Division Multiple Access), который позволит в рассматриваемых сетях реализовать гарантированные межкластер-

ные взаимодействия с целью передачи (ретрансляции) данных к их конечному получателю.

Ключевые особенности и задачи БСС

Как уже отмечалось выше, уменьшение энергетических затрат и увеличение остаточной энергии автономных батарей сенсорных узлов является одной из приоритетных задач БСС, которая, безусловно, должна решаться путем эффективного использования доступных энергетических ресурсов. Известно, что при осуществлении коммуникаций сенсорные узлы могут находиться в одном из четырех режимов, а именно в режимах передачи или приема данных (в том числе командных), прослушивания среды передачи или энергосберегающем режиме [2]. При этом большая часть энергии расходуется узлами при приемопередаче данных. Таким образом, для эффективного использования доступных энергетических ресурсов сенсорных узлов необходимо так организовать процесс доступа узлов к каналам передачи и multi-hop маршрутизацию данных, чтобы в течение этих процессов расход энергии автономных батарей узлов был минимальным.

На сегодняшний день уже разработано достаточно большое количество различных алгоритмов и протоколов маршрутизации для БСС [2-6], тем не менее, работы в этом направлении по-прежнему активно ведутся. Так в работе [5] авторы приводят анализ наиболее значимых публикационных работ (порядка 50) в данной предметной области за период 2007-2016 гг. Примечательно, что около 42% этих работ выполнено в 2015 г., что еще раз говорит о необходимости совершенствования существующих и/или разработки новых способов маршрутизации с целью улучшения характеристик функционирования и продления жизненного цикла БСС. Ниже будут кратко изложены некоторые характерные для БСС особенности, в том числе связанные с процессом передачи и маршрутизацией данных.

1) Размещение сенсорных узлов и самоорганизация. В пределах сенсорного поля узлы могут быть размещены случайным образом или в заранее определенных (вычисленных) координатах этого поля. При этом обоим вариантам присуща самоорганизующиеся архитектура сети, которая обеспечивает автономную реконфигурацию структуры сети при выходе из строя одного или нескольких узлов, тем самым обеспечивая доступность сети. Иными словами, рассматриваемые самоорганизующиеся БСС в отличие от традиционных сетей связи, могут не иметь постоянной архитектуры на протяжении всего жизненного цикла сети.

Таким образом, используемая архитектура БСС, должна удовлетворять таким требованиям как масштабируемость и полное покрытие сети в течение достаточно большого периода времени [6]. Одним из способов, позволяющих добиться этого, по праву можно считать кластеризацию сети [7-9], при которой сенсорное поле разбивается на области определенного размера – кластеры, в каждом из которых из числа полнофункциональных устройств назначается (или выбирается по специальному алгоритму [6, 9]) головной узел кластера (ГУК), а остальные сенсорные узлы являются членами кластера (ЧК). ГУК осуществляют сбор (агрегирование) данных со всех своих ЧК, которые выполняют функции мониторинга конкретных показателей на подконтрольной им территории.

Полученные данные (в том числе от соседних ГУК) ГУК передают (ретранслируют) в направлении координатора сети. Уменьшение энергопотребления в данном случае объясняется тем, что отсутствует необходимость передачи данных непосредственно каждым узлом сети (ЧК) в направлении координатора, что значительно снижает количество отдельных передач, в том числе общую нагрузку на сеть. Помимо этого при передаче ЧК данных только своему ГУК сокращается дальность связи, и как следствие требуемая мощность передачи и энергетические затраты автономных батарей ЧК. Следует обратить внимание на то, что в кластерных БСС, как правило, применяются иерархические протоколы маршрутизации, примером может служить широко распространенный протокол адаптивной кластеризации с низким потреблением энергии LEACH (англ. Low-Energy Adaptive Clustering Hierarchy) [6].

2) Модели сетевого трафика. Для БСС наиболее характерен трафик модели «многие к одному», согласно которому все узлы сети (в случае кластерной топологии – ГУК) отправляют данные мониторинга (детектирования) к координатору сети, как правило, с использованием пути с несколькими переходами (multi-hop). Периодичность отправки данных в этом случае, определяется специфическими особенностями конкретной БСС, в частности критичностью ко времени доставки данных и/или происходящими событиями/запросами. Очевидно, что при данной модели трафика на отдельных близко расположенных к координатору участках маршрута, могут возникать перегрузки, что может привести как к превышению допустимого времени задержки доставки данных, так и отказу наиболее «загруженных» узлов, в результате полного истощения энергетических ресурсов автономных батарей. Поэтому в ограниченных ресурсами БСС, крайне важно обеспечивать сбалансированное распределение трафика по доступным оптимальным маршрутам доставки данных [11].

Для БСС характерны и другие модели трафика, но в гораздо меньшем объеме. К примеру, при управлении БСС координатором (обновление параметров функционирования, перестройка маршрутов доставки данных и др.) используется трафик модели «один ко многим», а когда пара узлов (источник – получатель) взаимодействует между собой, речь идет о трафике модели «один к одному» (например, с целью принятия кого-либо локального решения).

3) Отказоустойчивость. В силу ограниченных энергетических ресурсов сенсорных узлов, а также ряда других причин (физические повреждения, воздействия окружающей среды и др.), отказ сенсорных узлов в процессе функционирования практически неизбежен. Однако, выход из строя одного или нескольких узлов не должен препятствовать функционированию остальных работоспособных узлов. Исключение неисправных узлов из маршрутов доставки данных является задачей применяемых на уровне управления доступом к среде передачи (англ. Media Access Control, MAC) протоколов маршрутизации, которые должны обеспечивать своевременное перестроение маршрутов доставки данных, выбирая другой доступный оптимальный маршрут. Очевидно, что применение в рассматриваемых сетях «чисто» проактивных (табличных) протоколов маршрутизации неэффективно. Гораздо большей производительности в БСС позволяют достичь гибридные протоколы, включающие

концепции проактивных и реактивных протоколов, когда заранее вычисленные маршруты, при необходимости могут быть заменены на другие доступные в текущий момент времени оптимальные маршруты [4]. Гибридный подход применяется в таких распространенных протоколах, как HWMP (англ. Hybrid Wireless Mesh Protocol), APTEEN (англ. Adaptive Periodic Threshold-sensitive Energy Efficient Sensor Network protocol) и др. [2, 4].

4) Способ доступа к среде передачи. В рассматриваемых сетях сенсорные узлы, взаимодействуя между собой по беспроводным каналам связи, могут получать доступ к среде передачи на основе вероятностных или детерминированных методов. Первые применяются в протоколах IEEE 802.11, использующих конкурентный механизм доступа CSMA/CA (англ. Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance), вторые в протоколах на основе TDMA, которые наряду с гарантированным доступом к радиоканалу, также позволяют расходовать значительно меньшее количество энергии на холостое прослушивание радиоканала [12]. В последнее время большую популярность стали получать и гибридные (комбинированные) методы доступа, сочетающие в себе комбинацию обоих способов [13].

5) Качество обслуживания (англ. Quality of Service, QoS). Обеспечение гарантированного QoS в БСС усложняется ограниченными энергетическими ресурсами автономных батарей сенсорных узлов. Поэтому требования QoS для БСС отличаются от традиционных требований, таких как задержка, пропускная способность, джиттер и др. Для БСС же наиболее характерны такие требования, как надежность (работоспособность сети) и доступность (возможность сети предоставлять услугу), которые в конечном итоге и определяют стабильное (устойчивое) функционирование сети [9]. Тем не менее, традиционные требования в отдельных приложениях БСС по-прежнему имеют немаловажное значение, так при возникновении опасности в БСС мониторинга различных стихийных бедствий, данные мониторинга должны быть доставлены к координатору в соответствии с требуемым временем и точностью [6].

Стандартный синхронизированный режим работы БСС стандарта IEEE 802.15.4/ZigBee

В предыдущем разделе кратко были рассмотрены некоторые из уже хорошо известных алгоритмов маршрутизации в БСС. В следующем разделе будут изложены основные аспекты разрабатываемого автором на кафедре МСИБ ФГБОУ ВО ПГУТИ в рамках подготовки диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук под руководством профессора Лихтциндера Б.Я. способа энергоэффективной приемопередачи и маршрутизации данных в синхронизированных кластерных древовидных БСС стандарта IEEE 802.15.4/ZigBee [14]. Перед описанием непосредственного самого предлагаемого способа, имеет смысл в текущем разделе кратко изложить ключевые особенности стандартного синхронизированного (маячкового) режима работы БСС стандарта IEEE 802.15.4/ZigBee.

Как было отмечено в предыдущем разделе сенсорные узлы основную часть энергии своих автономных батарей расходуют при нахождении приемопередатчиков в активном состоянии. В приложениях БСС с продолжительными интенсивными и неуправляемыми рабочими циклами узлов

сети происходит быстрое истощение энергетических ресурсов автономных батарей, и как следствие для таких БСС характерен непродолжительный жизненный цикл. Таким образом, на уровне MAC, ограниченных ресурсами БСС, существует необходимость в обеспечении баланса между достижением высокого качества распределения радиоресурсов (в том числе, требуемых показателей QoS) и энергетическими затратами.

Для реализации этой цели должна быть решена проблема холостого прослушивания радиоканала, которая существует тогда, когда множеству узлов находящихся в зоне радиовидимости друг друга и функционирующих на одном и том же рабочем канале, неизвестно кому конкретно предназначен текущий трафик данных, поэтому их приемопередатчики должны постоянно находиться в режиме приема.

Стандарт IEEE 802.15.4/ZigBee предусматривает возможность управления рабочими циклами узлов кластерных древовидных БСС при функционировании сети в синхронизированном (маячковом) режиме, что позволяет сократить продолжительность использования приемопередатчиков сенсорных узлов (ГУК, ЧК), не нарушая функционирования сети [15]. Синхронизация позволяет устройствам находиться в энергосберегающем (спящем) режиме между согласованными передачами, избегая прослушивания в ждущем режиме, что в свою очередь, приводит к увеличению продолжительности жизненного цикла БСС. В указанном синхронизированном режиме работы БСС используется определенная стандартом IEEE 802.15.4 структура суперкадра [7, 16], пример которой представлен на рис. 1. Возможность генерации суперкадров имеют только полнофункциональные устройства (в рассматриваемых БСС – ГУК).

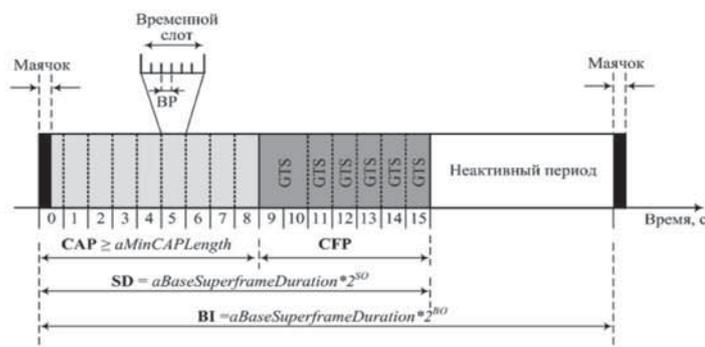


Рис. 1. Пример структуры суперкадра

Структура суперкадра представляет собой определенный период времени, описываемый двумя основными параметрами: интервалом между кадрами маячков (англ. Beacon Interval, BI), который определяет время между двумя последовательными синхронизирующими маячками суперкадров и длительностью суперкадра (англ. Superframe Duration, SD), определяющую продолжительность активного периода узлов синхронизированных текущей структурой суперкадра. В свою очередь значения BI и SD определяются соответствующими переменными, а именно порядком маячка (*macBeaconOrder*, BO) и порядком суперкадра (*macSuperframeOrder*, SO), и в синхронизированном режиме определяются согласно выражению (1):

$$\left. \begin{aligned} SD &= aBaseSuperframeDuration \cdot 2^{SO} \\ BI &= aBaseSuperframeDuration \cdot 2^{BO} \end{aligned} \right\} \text{при } 0 \leq SO \leq BO \leq 14, \quad (1)$$

где *aBaseSuperframeDuration* – минимальная базовая длительность суперкадра равная 960 символов (480 байт).

Таким образом, в синхронизированном режиме при скорости 250 Кбит/с и частотном диапазоне 2,4 ГГц минимальная базовая длительность суперкадра равна 15,36 мс (при SO=0), а BI и SD могут принимать значения от 15,36 мс до 251,7 с. Как видно из рис. 1 активный период (SD) суперкадра разделенный на 16 одинаковых временных слотов (0-15), включает конкурентный период доступа (англ. Contention Access Period, CAP) и свободный от конкуренции период доступа (англ. Contention Free Period, CFP), который является опциональным. Кроме того, координатор (ГУК) может также вводить опциональный неактивный период (при BI > SD), в течение которого синхронизированные узлы переходят в энергосберегающий режим. CAP запускается сразу после кадра маячка и заканчивается в зависимости от структуры суперкадра либо в конце SD, либо до начала CFP.

В течение CAP все узлы, синхронизированные с текущей структурой суперкадра, при возникновении необходимости передачи каких-либо данных (в том числе управляющих (командных)) текущему источнику суперкадра используют основанный на периодах отсрочки (англ. Backoff Period, BP) механизм слотового CSMA/CA [7].

Опциональный CFP должен запускаться сразу после окончания CAP и заканчиваться в зависимости от структуры суперкадра либо в конце SD, либо до начала неактивного периода (при его существовании) суперкадра. CFP включает гарантированные временные слоты (англ. Guaranteed Time Slots, GTSs) для узлов требующих низкой задержки и гарантированный доступ к каналам передачи данных, то есть в этом случае в течение предварительно выделенных (по запросу) источником суперкадра GTSs определенным узлом, осуществляются гарантированные TDMA соединения между источником суперкадра и этими узлами.

Таким образом, всякий раз, когда синхронизированному узлу требуется гарантированная полоса пропускания для взаимодействия (передачи/приема данных) с определенным источником суперкадра (родительским или дочерним ГУК), ему необходимо во время CAP текущего суперкадра отправить команду запроса GTS источнику суперкадра, который после получения запроса выполняет проверку наличия доступных ресурсов в течение CFP. Суперкадр имеет доступные ресурсы CFP, в том случае если максимальное количество GTSs еще не было выделено ($N_{\max_GTSs} = 7$ слотов) и выделение GTS требуемой длины не уменьшит длину CAP меньше минимальной ($aMinCAPLength \geq 440$ символов (220 байт или 7.04 мс)).

Согласно стандарту обработка запросов и выделение GTSs осуществляются источником суперкадра согласно алгоритму FCFS (англ. First Come First Served), при этом все GTSs должны размещаться смежно после CAP до конца SD. Результаты обработки запросов на выделение GTS поступивших в течение CAP текущего суперкадра, передаются в кадре маячке следующего суперкадра (поле дескриптор GTS), при этом согласно стандарту источник суперкадра должен хранить дескриптор GTS каждого устройства в своем кадре маячке в течение *aGtsDescPersistenceTime* суперкадров (по умолчанию 4) [16]. Направление GTSs может быть как нисходящим (англ. downlink, DL) от источника суперкадра к синхронизированным текущим суперкадром

узлам, так и восходящим (англ. uplink, UL) от синхронизированных узлов к источнику суперкадра. То есть, если синхронизируемому узлу выделен GTS_{DL} , то он должен находиться в режиме приема во время этого GTS , и соответственно при GTS_{UL} – в режиме передачи. Инициация перераспределения (в том числе освобождения) GTS может выполняться, как самим синхронизированным узлом, так и источником суперкадра.

В первом случае синхронизированный узел отправляет источнику суперкадра запрос GTS с установлением «0» в переменные подполя *Characteristics GTS*.

Во втором случае, если источник суперкадра не получает в GTS данные от синхронизированного узла или же не получает кадры подтверждения на отправляемые для него данные в течение $2 * n$ суперкадров, где значение n (2):

$$n = \begin{cases} 2^{8-BO}, & \text{при } 0 \leq BO \leq 8; \\ 1, & \text{при } 9 \leq BO \leq 14. \end{cases} \quad (2)$$

Энергоэффективный синхронизированный способ приемапередачи данных в режиме реального времени

Рассмотренный в предыдущем разделе стандартный алгоритм назначения GTS s имеет существенные недостатки для критичных ко времени доставки данных и ограниченных ресурсами БСС [3, 16, 17]. Прежде всего, это вызвано тем, что синхронизированные с текущей структурой суперкадра узлы не могут получить гарантированный доступ в рамках текущего суперкадра, а должны ожидать последующих суперкадров и в случае неудачных запросов им необходимо повторно генерировать новые запросы на выделение GTS в течение CAP последующих суперкадров.

Используемый порядок обработки запросов FCFS также неэффективен для БСС, поскольку отдельные узлы могут быстрее запрашивать основную часть ресурсов CFP, что препятствует выделению GTS s для других узлов. Иными словами, стандартный алгоритм распределения GTS s не дает гарантии получения синхронизированным узлом в нужный момент времени гарантированной полосы пропускания, что может значительно снизить эффективность функционирования БСС, к примеру, увеличивающая задержка при передаче данных к координатору сети, в отдельных БСС может привести к частичной или полной «беспольности» этих данных. В связи с чем, сегодня многие зарубежные исследователи уделяют пристальное внимание данной проблеме. Так, в работе [17] авторы проводят анализ наиболее популярных подходов, позволяющих добиться более эффективного распределения ресурсов CFP.

Каждый из рассмотренных подходов, безусловно, способствовал улучшению стандартного механизма распределения GTS s, однако каждый имеет и недостатки, большинство из которых связано с высокими вычислительными сложностями разрабатываемых алгоритмов для ограниченных энергетическими ресурсами и вычислительными возможностями БСС. В связи с этим в настоящей работе предлагается в рассматриваемых сетях применить централизованный подход, согласно которому координатор сети, имеющий неограниченные энергетические ресурсы и мощные вычислительные возможности, осуществляет бесконфликтное временное планирование расписаний передач суперкадров и распределение GTS s внутри этих суперкадров.

На рисунке 2 представлен пример кластерной древовидной БСС, основные этапы формирования которой, а также предлагаемый централизованный алгоритм временного планирования работы БСС будут рассмотрены ниже.

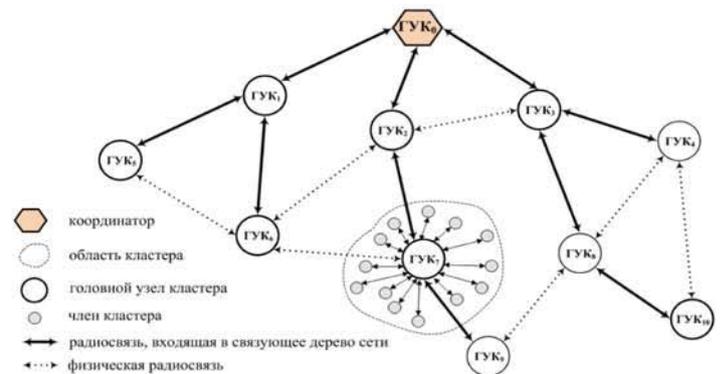


Рис. 2. Топология кластерной древовидной БСС

На начальном этапе формирования топологии кластерной сети, сенсорное поле, состоящее из набора статических сенсорных узлов, разбивается кластеры, каждый из которых включает несколько типов узлов, в частности сенсорные узлы с ограниченными наборами функций и полнофункциональные сенсорные узлы, то есть рассматриваемая в работе БСС является гетерогенной. Первые выполняют функции обнаружения (мониторинга) событий на подконтрольной им территории, а также поддерживают связь со своим ГУК, выбираемого согласно известным алгоритмам из числа полнофункциональных узлов текущего кластера [6, 9].

ГУК помимо функций мониторинга выполняют также функции управления своим кластером, осуществляют межкластерное взаимодействие с другими ГУК и хранят в памяти помимо таблиц коротких адресов ЧК необходимых для осуществления внутривыделенных коммуникаций, также необходимые для осуществления межкластерных коммуникаций таблицы MAC-адресов соседних ГУК. Однако использование в процессе маршрутизации всех доступных межкластерных связей неэффективно, как с точки зрения масштабируемости алгоритма планирования (продолжительности временных расписаний), так и снижения показателей QoS. Поэтому в рассматриваемом алгоритме предлагается сформированную в каждом из ГУК таблицу адресов соседних ГУК в процессе широковещательной рассылки HELLO-пакетов, использовать в дальнейшем при построении активного связующего дерева сети (англ. Spanning Tree, ST) от главного корневого узла (координатора (ГУК0)) до всех кластеров сети (ГУК).

На рисунке 3а представлен формат широковещательно генерируемого каждым из ГУК HELLO-пакета. Соседние ГУК, получая HELLO-пакет, заносят в собственную таблицу адресов соседних ГУК адрес отправителя HELLO-пакета (если ранее его не было), а также текущее аппаратно измеренное на физическом уровне с помощью встраиваемых устройств значение показателя уровня принимаемого сигнала (англ. Received Signal Strength Indicator, RSSI) полученного HELLO-пакета (поле восходящего $RSSI_{UL}$). Далее ГУК, получивший HELLO-пакет, формирует и отправляет подтверждение по адресу отправителя HELLO-пакета (рис. 3б, в), записывая в поле данных измеренное значение RSSI.

ГУК, получив пакет подтверждения, выполняют аналогичные действия, сопоставляя в своей адресной таблице адрес соседнего ГУК (отправителя пакета подтверждения) со значением RSSI помещенным в поле данных полученного пакета подтверждения (поле нисходящего $RSSI_{DL}$). При этом первая строка рассматриваемой адресной таблицы зарезервирована для записи адреса родительского ГУК при построении ST в течение следующего этапа. В рамках данного этапа планируется, что каждый ГУК только один раз отправляет широкоэвещательный HELLO-пакет, где в поле «максимальное значение счетчика hop» указывается допустимое число переходов (hop) для данного пакета равное 1, что исключает возможность его дальнейшей передачи соседними ГУК.

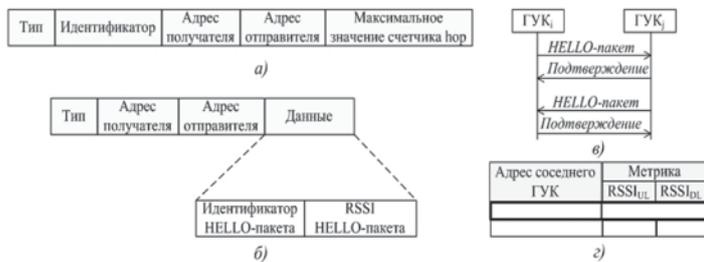


Рис. 3. Форматы: HELLO-пакет (а), пакет подтверждения HELLO-пакета (б), схема обмена HELLO-пакетами (в), таблица адресов соседних ГУК (г)

Таким образом, в течение описанного выше этапа, в каждом из ГУК будет сформирована таблица адресов соседних ГУК (рис. 3 (г)), содержащая значения стоимостей (метрик) соединений от ($RSSI_{UL}$) и до ($RSSI_{DL}$) каждого соседнего ГУК с которым текущий ГУК имеет непосредственную связь. На данном этапе доступные межкластерные соединения можно рассматривать в виде ориентированного взвешенного графа $\vec{G} = (V, \vec{E}, w)$, где V – конечное множество ГУК являющиеся вершинами графа; \vec{E} – множество ребер (дуг) графа между ГУК имеющими непосредственную связь, при этом если существует дуга (\vec{E}) от $ГУК_i$ к $ГУК_j$, то для рассматриваемого \vec{G} справедливо $(ГУК_i, ГУК_j) \neq (ГУК_j, ГУК_i)$; w – весовая функция дуг графа ($RSSI_{UL}, RSSI_{DL}$), выступающая в качестве метрики стоимости соединения, значение которой для дуги $\vec{E} = (ГУК_i, ГУК_j)$ интерпретируется как «длина» участка $(ГУК_i, ГУК_j)$.

В рамках следующего этапа, инициируемого координатором сети, осуществляется построение ST, согласно которому будут осуществляться все дальнейшие межкластерные взаимодействия, в том числе при передаче (ретрансляции) данных мониторинга к координатору сети («многие к одному»). Построение ST в БСС предлагается осуществлять по аналогии с проводными сетями, работающими по протоколу STP (англ. Spanning Tree Protocol), который позволяет в сети с избыточными соединениями использовать только один логический путь (маршрут), блокируя избыточные пути (порты коммутаторов), обладающие более высокой стоимостью [14].

Согласно STP построенное ST должно обладать минимальной общей стоимостью до корня, то есть в случае если существует несколько доступных путей до корня, то из них выбирается обладающий меньшей стоимостью.

При этом общая стоимость пути определяется путем суммирования индивидуальных стоимостей портов (чем выше скорость, чем меньше стоимость) на пути от коммутаторов до корня. Однако, в рассматриваемых БСС, где скорость соединения не играет такой решающей роли, данный тип метрики при построении активного ST не является предпочтительным. Поэтому предлагается в качестве метрики при определении стоимости пути использовать измеренные в рамках предыдущего этапа значения RSSI. Величина RSSI зависит от мощности передатчика, доступных энергетических ресурсов, расстояния между источником и получателем, характеристик передающей и приемной антенн, среды распространения радиосигнала и определяется ГУК аппаратно по логарифмической шкале в дБм, то есть чем менее отрицательное значение RSSI, или чем оно более положительное, тем сильнее уровень сигнала.

С учетом особенностей радиосетей и гетерогенного характера рассматриваемых БСС, значения $RSSI_{UL}$ и $RSSI_{DL}$, которые предлагается использовать в качестве метрик, могут быть различными, то есть в этом случае речь должна идти об ориентированном взвешенном ST, что значительно усложнит дальнейший алгоритм временного планирования. Поэтому при определении стоимости пути до координатора предлагается, чтобы на данном этапе ГУК, перед дальнейшей ретрансляцией полученного протокольного блока данных (англ. Protocol Data Unit, PDU) координатора и анализом текущего суммарного RSSI в поле «стоимость пути до корня», суммировали уже имеющееся в PDU_{ST} значение RSSI с меньшим значением RSSI ($RSSI_{UL}/RSSI_{DL}$) соответствующим соседнему ГУК от которого получен текущий PDU_{ST} (рис. 3г). При этом в случае если одно из значений ($RSSI_{UL}$ или $RSSI_{DL}$) отсутствуют в адресной таблице для текущего соседнего ГУК (односторонняя (ориентированная) связь) или минимальное значение RSSI ниже установленного порога, то полученный PDU_{ST} от данного ГУК игнорируется.

Если метрика соседнего ГУК удовлетворяет всем условиям и текущий PDU_{ST} обладает лучшей метрикой (с учетом суммирования имеющейся стоимости пути (RSSI) с минимальной метрикой соседнего ГУК) в сравнении с ранее полученным PDU_{ST} , то ГУК записывает в первую строку своей адресной таблицы адрес текущего отправителя PDU_{ST} (соседнего ГУК) и общую стоимость пути до корня (координатора). Таким образом, в противоположность проводным сетям протокола STP, если в БСС доступен более чем один путь до корня, тогда выбирается путь (3):

$$p_{ST} = \arg \max_{p \in P} \min_{l \in L_p} RSSI(l), \tag{3}$$

где p_{ST} – выбранный путь в построенном ST, обладающий наибольшим минимальным значением RSSI; P – множество доступных путей между корнем (координатором) и ГУК; L_p – множество звеньев (межкластерных связей) пути p .

Продолжительность рассмотренного выше этапа определяется временем жизни PDU_{ST} координатора, задаваемое им на основании имеющейся у него информации о предполагаемых размерах статической БСС. После окончания данного этапа каждому из ГУК становится известен его родительский ГУК (из числа его соседних ГУК) в ST, которому в последующем он должен отправлять (ретранслировать) все предназначенные для координатора (корня) данные. Таким образом, в построенном ST, каждый из ГУК может иметь

только одного родительского ГУК и $(0 \dots (N_{GTS} - 1))$ дочерних ГУК. После истечения времени жизни PDU_{ST} , все ГУК с использованием механизма бесслотового CSMA/CA, отправляют по адресу своего родительского ГУК собственные информационные PDU_{INFO} , помещая в поле данных информацию о доступных межкластерных связях (one-hop) и родительском ГУК в построенном ST (рис. 3г). Помимо собственных PDU_{INFO} , все родительские ГУК ретранслируют в направлении корня полученные PDU_{INFO} от своих дочерних ГУК.

Описанный процесс построения ST в предлагаемом алгоритме гарантирует, что ST с большей вероятностью включает только межкластерные связи, характеризующиеся высокими минимальными значениями RSSI, что также позволяет выделить из \tilde{G} неориентированное ST, в котором каждая ветвь (E) представляет собой двунаправленный канал связи между парой ГУК. Однако в рассматриваемых БСС, отсутствует возможность блокировки не вошедших в ST доступных межкластерных связей (физических радиосвязей) по аналогии с тем, как это реализуется в проводных сетях протокола STP. Для преодоления данного ограничения радиосетей предлагается использовать механизм временного планирования, который за счет создания согласованного расписания работы БСС позволит осуществить блокировку путей (физических связей) обладающих меньшей суммарной стоимостью в сравнении с построенным ST. К числу задач указанного временного планирования, относится и исключение возможности возникновения конфликтов, которые могут возникнуть как в случае, если родительский и дочерний ГУК осуществляют передачу суперкадров в одном и том же суперслоте, так и в случае если родительский или дочерние ГУК в течение одного суперслота принимают суперкадры от нескольких ГУК (родительского и дочерних) [12].

Следовательно, для недопущения коллизий передаваемых суперкадров необходимо чтобы каждый из ГУК осуществлял передачу собственных суперкадров родительскому и дочерним ГУК в суперслоте который не используется (для приема или передачи суперкадров) ГУК, расположенными от текущего на расстоянии как минимум двух переходов (hop). Кроме того применяемый алгоритм временного планирования должен обеспечить такое расписание, при котором конфликтные ГУК, в построенном неориентированном ST имеют различные активные суперслоты. Для реализации этой задачи предлагается применить традиционный матричный способ, при котором координатор на основе полученной информации в PDU_{INFO} создает две матрицы. Первая представляет собой матрицу связности $CM = c_{ij}$, отражающую все доступные прямые связи между ГУК, где значения c_{ij} (4):

$$c_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если } ГУК_i \text{ является родителем } ГУК_j \text{ в ST;} \\ -1, & \text{если } ГУК_i \text{ является ребенком } ГУК_j \text{ в ST;} \\ 0, & \text{если существует физическая связь между } ГУК_i \text{ и } ГУК_j \text{ не входящая в ST;} \end{cases} \quad (4)$$

На рисунке 4а представлена матрица связности для рассматриваемой в работе БСС (рис. 2), в которой все ГУК пронумерованы от 0 до N, то есть рассматриваемая CM представляет собой квадратную матрицу размера $N \times N$, содержащую информацию обо всех доступных one-hop связях между ГУК, в том числе о ранее построенном ST. К примеру, первая строка представленной матрицы описывает информацию о связности координатора (ГУК₀).

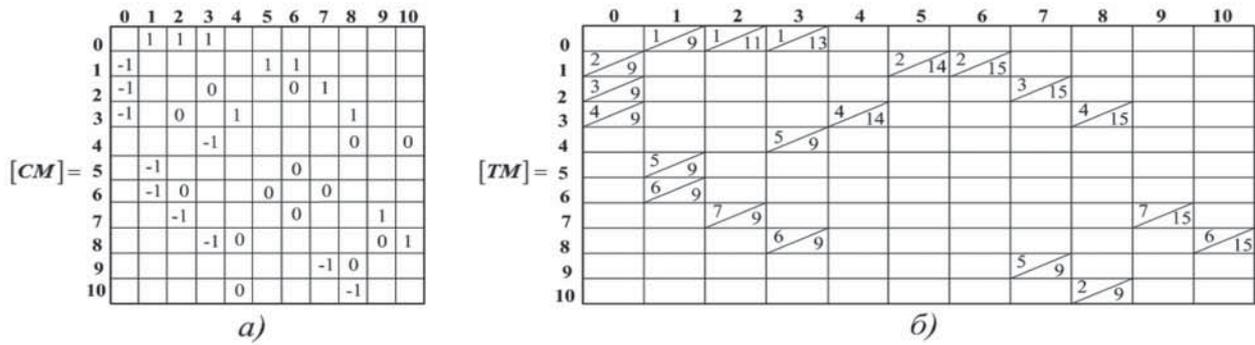
Таким образом, данная матрица позволяет координатору определить все связи, которые входят в ST, то есть должны быть активными (запланированными) и конфликтные (избыточные) межкластерные связи, которые должны быть «заблокированы». Далее координатор на основе CM составляет вторую матрицу (TDMA (TM)), в которой каждая строка описывает расписание передач суперкадров в течение суперслотов цикла работы БСС и данных во время GTSs этих суперкадров, а каждый столбец – расписание приема суперкадров ГУК_i от ГУК_j (рис. 4б). К примеру, вторая строка TM описывает временное расписание ГУК₁ в цикле TDMA БСС, согласно которому ГУК₁ должен осуществлять передачу собственного суперкадра своему родительскому ГУК₀ (GTS₉) и дочерним ГУК₅ (GTS₁₄), ГУК₆ (GTS₁₅) в суперслоте 2, а согласно второму столбцу в 1 (ГУК₀ (GTS₉)), 5 (ГУК₅ (GTS₉)), 6 (ГУК₆ (GTS₉)) суперслотах осуществлять прием суперкадров, а в оставшиеся суперслоты (3, 4, 7) ГУК₁ находится в энергосберегающем режиме.

Механизм временного планирования расписаний приема-передач суперкадров осуществляется с использованием алгоритма раскраски вершин (ГУК) и поиска в ширину BFS (англ. breadth-first search) так, что никакие вершины (ГУК) одинакового цвета не должны конфликтовать (интерферировать) как между собой и не вызывать конфликты для приемопередач других вершин (на рис. 2б,в) номера суперслотов и стартовые GTSs соответствуют номерам цветов). Распределение GTSs суперкадров также осуществляется с использованием алгоритма раскраски синхронизированных с текущей структурой суперкадра вершин (родительского и дочерних ГУК), в случае если $N_{GTS} > N_{ГУК}$, то родительскому ГУК выделяется большая часть CFP, что обусловлено тем, что основная часть трафика в рассматриваемых БСС транслируется к координатору, то есть от дочерних к родительским ГУК в ST.

После окончания рассмотренного выше временного планирования координатор генерирует широковещательный PDU_{TDMA} , в поле данных которого размещает информацию о цикле TDMA (рис. 4в). ГУК, получая PDU_{TDMA} записывают в свои таблицы маршрутизации адреса родительского и дочерних ГУК, а также соответствующие им временные интервалы (суперслоты, GTSs). Таким образом, каждому ГУК будет известно в каких суперслотах (GTSs) его приемопередатчик должен находиться в активном режиме, а в каких в энергосберегающем. Затем ГУК настраиваются на работу согласно циклу TDMA, в процессе функционирования БСС координатор периодически отправляет специальные маркеры для синхронизации таймеров (циклов TDMA) ГУК.

Предложенный способ доступа к каналам передачи данных на основе метода TDMA позволит осуществить multi-hop маршрутизацию при двухадресных пакетах, содержащих адрес начального отправителя (НО) и конечного получателя (КП), по аналогии с тем, как это реализуется в проводных сетях протокола STP, когда для достижения адреса КП узел всегда направляет пакет в тот порт, через который ранее был получен пакет с адресом данного КП в поле НО пакета.

В рассматриваемых сетях номер порта заменяется номером суперслота цикла TDMA и стартового GTS суперкадра передающегося в течение этого суперслота. На рисунке 5 представлена структура цикла TDMA БСС рис. 2, согласно которому осуществляется бесконфликтная приемопередача суперкадров и данных внутри этих суперкадров (в течение CFP).



Суперслот	Отправитель суперкадра	Получатель суперкадра		Длина GTS	Стартовый GTS
		родитель	ребенок		
1	ГУК ₀		ГУК ₁	2	9
			ГУК ₂	2	11
			ГУК ₃	3	13
2	ГУК ₁	ГУК ₀		5	9
			ГУК ₅	1	14
			ГУК ₆	1	15
3	ГУК ₂	ГУК ₁₀	ГУК ₈	7	9
			ГУК ₀	6	9
4	ГУК ₃		ГУК ₇	1	15
			ГУК ₀	5	9
5	ГУК ₄		ГУК ₄	1	14
			ГУК ₈	1	15
		ГУК ₃		7	9
6	ГУК ₅	ГУК ₁		7	9
		ГУК ₀		7	9
		ГУК ₇		7	9
7	ГУК ₆	ГУК ₁		7	9
		ГУК ₃		6	9
8	ГУК ₇		ГУК ₁₀	1	15
		ГУК ₂		6	9
9	ГУК ₇		ГУК ₀	1	15

Рис. 4. Реализация централизованного алгоритма временного планирования координатором на примере БСС рис. 2: матрица связности (а), TDMA матрица (б), расписание цикла TDMA БСС (в)

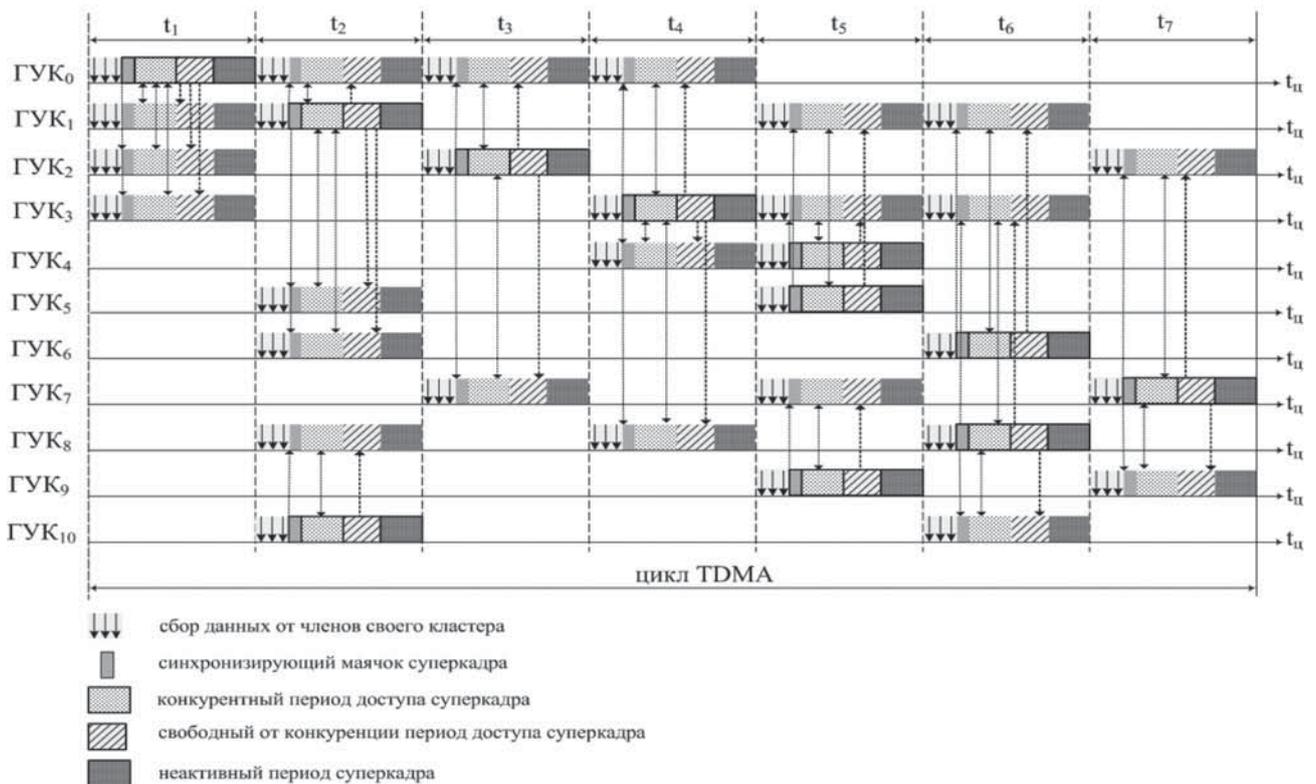


Рис. 5. Структура цикла TDMA рассматриваемой БСС

Во время CAP суперкадра синхронизируемые с текущей структурой суперкадра ГУК (родительский и дочерние) конкурируют за право передачи данных источнику суперкадра в соответствии с алгоритмом слотового CSMA/CA, источник суперкадра также может конкурировать за право передачи синхронизированным ГУК. Во время CFP источник суперкадра осуществляет передачу данных конкретным ГУК в течение зарезервированных для них GTSS. В обоих случаях на отправляемые данные требуется подтверждение правильности приема отправленных данных. В случае если в процессе функционирования значения $RSSI_{UL}$ или $RSSI_{DL}$ снижаются ниже установленного порога или же если на отправляемые данные ГУК не получают подтверждения в течение k суперкадров, то ГУК отправляют запрос координатору на перестроение ST. Также следует заметить, что согласно предлагаемому алгоритму значения параметров суперкадров (BO, SO) едины для всех ГУК, величину которых определяет координатор в зависимости от связности сети.

Согласно рассмотренному выше централизованному алгоритму для рассматриваемой БСС, содержащей 11 кластеров (рис. 2), цикл TDMA включает всего 7 суперслотов (t_1-t_7), что стало возможным за счет повторного использования отдельных неконфликтных суперслотов (2: ГУК₁ → ГУК₀, ГУК₅, ГУК₆; ГУК₁₀ → ГУК₈; 5: ГУК₄ → ГУК₃; ГУК₅ → ГУК₁; ГУК₉ → ГУК₇; 6: ГУК₆ → ГУК₁; ГУК₈ → ГУК₃; ГУК₁₀). Чтобы сигналы соседних суперслотов не накладывались друг на друга, в начале каждого суперслота предусматривается защитный временной интервал. С целью уменьшения задержек доставки данных алгоритм планирования цикла TDMA БСС должен стремиться включать минимально возможное количество суперслотов. Одновременно с этим при планировании цикла TDMA БСС должно выполняться требование недопустимости описанных выше конфликтов, возникающих при приеме-передаче данных, а также блокирование избыточных связей (за счет неактивных суперслотов) не вошедших в ST.

Заключение

В статье рассмотрены ключевые особенности БСС стандарта IEEE 802.15.4/ZigBee, а также актуальные проблемы. Для решения проблем связанных с ограниченными ресурсами устройств БСС, «справедливым» распределением ресурсов CFP суперкадра, предотвращением коллизий суперкадров при межкластерном взаимодействии для рассматриваемых БСС с периодической моделью отправки данных был предложен централизованный подход управления сетью координатором, в рамках которого осуществляется временное планирование цикла TDMA БСС. Согласно предложенной структуре цикла TDMA, каждый из ГУК (за исключением постоянно активного координатора) находится в активном режиме в суперслоте который назначен ему для передачи собственного суперкадра своим соседним ГУК (родительскому и дочерним) в ST, а также в суперслотах которые выделены указанным соседним ГУК для передачи их суперкадров. Это позволяет ГУК находиться в энергосберегающем режиме помимо неактивной части суперкадра, также в неактивных суперслотах цикла TDMA, что обеспечивает энергоэффективность предлагаемому алгоритму.

Предложенный централизованный подход управления сетью координатором по аналогии с организацией сетей SDN

(англ. Software-Defined Networking), также обеспечивает энергоэффективность за счет снижения вычислительной (управляющей) нагрузки ГУК. Тем не менее, несмотря на указанные преимущества предложенного алгоритма централизованного управления БСС, в отдельных случаях, он может иметь и недостатки, вызванные неэффективным использованием выделенных ресурсов ГУК с низким объемом передаваемого (ретранслируемого) трафика, в частности это может касаться расположенных на последнем уровне ST ГУК. В настоящее время ведется работа по апробации предложенного алгоритма средствами имитационного моделирования.

Литература

1. *El-Bakry H.M. et al.* Challenges in wireless sensor networks // International journal of advanced research in computer science & Technology (IJARCST 2016), 2016, vol. 4, Issue 4, pp. 22-27.
2. *Al-Karaki J.N., Kamal A.E.* Routing techniques in wireless sensor networks: a survey // IEEE wireless communications, 2004, vol. 11(6), pp. 6-28.
3. *Bhar J.* A Mac Protocol Implementation for Wireless Sensor Network // Journal of computer networks and communications, 2015, pp. 1-12.
4. *Голубничая Е.Ю., Лихтциндер Б.Я.* Упрощенный алгоритм маршрутизации в Wi-Fi Mesh-сетях мониторинга // Инфокоммуникационные технологии. 2014. Т. 12, № 2. С. 53-57.
5. *Sarkar A., Murugan Senthil T.* Routing protocols for wireless sensor networks: what the literature says? // Alexandria Engineering Journal, 2016, vol. 55, pp. 3173-3183.
6. *Гольдштейн Б.С., Кучерявый А.Е.* Сети связи пост-NGN. СПб.: БХВ-Петербург, 2013. 160 с.
7. *Yang S.-H.* Wireless sensor networks principles, design and applications. Springer-Verlag London, 2014. 293 p.
8. *Anastasi G., Conti M., Francesco D.M., Passarella A.* Energy conservation in wireless sensor networks: a survey // Ad hoc networks, 2009, vol. 7, no. 3, pp. 537-568.
9. *Бузюков Л.Б., Окунева Д.В.* Анализ влияния алгоритмов выбора головного узла на параметры функционирования БСС при различном распределении узлов по территории // Информационные технологии и телекоммуникации. 2016. Т. 4, № 3. С. 40-48.
10. *Incel Ö.D., Ghosh A., Krishnamachari B., Chintalapudi K.* Fast data collection in tree-Based wireless sensor networks // IEEE transactions on mobile computing, 2012, vol. 11, no. 1, pp. 86-99.
11. Реализация распределенного алгоритма балансировки трафика в сенсорной сети для увеличения времени жизни [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://2012.nscf.ru/Tesis/Voronin.pdf> (дата обращения: 15.09.2016).
12. *Ergen S.C., Varaiya P.* TDMA scheduling algorithms for wireless sensor networks // Wireless networks, 2010, vol. 16, Issue 4, pp. 985-997.
13. *Лихтциндер Б.Я., Голубничая Е.Ю.* Применение алгоритмов TDMA планирования в кластерных гетерогенных беспроводных сенсорных сетях // Материалы научно-технической конференции Росинфоком-2017 «Актуальные вопросы телекоммуникаций». 2017. С. 27-28.
14. *Лихтциндер Б.Я., Голубничая Е.Ю.* Способ маршрутизации в беспроводных сетях ZigBee – Патент РФ на изобретение №2640349; Зарегистрирован в государственном реестре изобретений Российской Федерации 28.12.2017. Заявка №2016130621 от 25.07.2016.
15. *Голубничая Е.Ю., Лихтциндер Б.Я.* Временное планирование в кластерных беспроводных сенсорных сетях ZIGBEE // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10, №1. С. 5-10.
16. IEEE 802.15.4 for wireless sensor networks: a technical overview [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.open-zb.net/publications/TR-050702.pdf> (дата обращения: 19.12.2016).
17. *Xia F., Hao R., Cao Y., Xue L.* A survey of adaptive and real-time protocols based on IEEE 802.15.4 // International journal of distributed sensor networks, 2011, vol. 11, pp. 1-11.

ENERGY EFFICIENT SYNCHRONIZED ACCESS TO CHANNELS OF DATA TRANSFER IN CLUSTER WIRELESS SENSOR NETWORKS

Ekaterina Y. Golubnichaya, *Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI),
Samara, Russia, ekaterina.golubn@mail.ru*

Abstract

Currently, cluster wireless sensor networks (WSNs) based on the IEEE 802.15.4/ZigBee standard are an efficient and cost-effective solution for organizing various large-scale monitoring systems. However, despite the known advantages of these WSNs, including the possibility of superframe time synchronization and control of workers cycles of network devices, there may be a number of serious problems caused by collisions of superframes (beacons and transmitted data) can occur in these networks at simultaneous transmissions by several interfering (conflict) cluster heads (CHs). In addition, in the intercluster interaction, due to the heavy load on some sections of the data delivery paths (closest to the coordinator), as well as the inefficient allocation of resources of the contention free period (CFP) of superframes, which is the excess of the time delay in the delivery of data and possibly their loss. These factors significantly reduce WSNs characteristics such as reliability and availability, which ultimately determine the stable (stable) functioning of the network. Therefore, when designing the considered WSN, the most attention should be given to the issues of organization of intercluster interaction in the implementation of multi-hop (multi-hop), in particular, during the transfer (routing) of data to the coordinator. The article considers the proposed approach based on the TDMA (Time Division Multiple Access) method, which along with guaranteed access to the radio channel by specific CHs in the intercluster interaction (multi-hop routing), will also ensure the economical energy consumption of their autonomous batteries, which is also one of the most important tasks facing the WSNs. According to the proposed approach, the network coordinator performs centralized scheduling of schedules of transmissions of superframes of the CHs, as well as scheduling of guaranteed data transmissions during these superframes (CFP). The tasks of this time planning are to determine the smallest length of the conflict-free scheduling of superframe transmissions, including the conflict-free distribution of CFP resources of these superframes, and also to block redundant links (due to active and inactive superslots) that do not enter the spanning tree of the network. The centralized management of the entire network is carried out by the coordinator in a manner similar to the SDN (Software-Defined Networking) approach.

Keywords: *wireless sensor networks, IEEE 802.15.4/ZigBee, cluster topology, cluster head, spanning tree, routing, superframe, TDMA, superslot, guaranteed time slot.*

References

1. El-Bakry H.M. et al. (2016). Challenges in wireless sensor network. *International journal of advanced research in computer science & Technology*, vol. 4, Issue 4, pp. 22-27.
2. Al-Karaki J.N., Kamal A.E. (2004). Routing techniques in wireless sensor networks: a survey. *IEEE wireless communications*, vol. 11(6), pp. 6-28.
3. Bhar J. (2015). A Mac Protocol Implementation for Wireless Sensor Network. *Journal of computer networks and communications*, pp. 1-12.
4. Golubnichaya E.Y., Lichtzinder B.Y. (2014). Simplified routing algorithm in Wi-Fi mesh networks monitoring. *Infokommunikacionnye tehnologii*, vol. 12, no. 2, pp. 53-57. (In Russian)
5. Sarkar, A., Murugan Senthil, T. (2016). Routing protocols for wireless sensor networks: what the literature says? *Alexandria Engineering Journal*, vol. 55, pp. 3173-3183.
6. Goldstein B.S., Koucheryavy A.E. (2013). *Seti svyazi post-NGN [Post-NGN communication networks]*, St. Petersburg: BHV-Petersburg. (In Russian)
7. Yang S.-H. (2014). *Wireless sensor networks principles, design and applications*. Springer-Verlag London. 293 p.
8. Anastasi G., Conti M., Francesco D.M., Passarella A. (2009). Energy conservation in wireless sensor networks: a survey. *Ad hoc networks*, vol. 7, no. 3, pp. 537-568.
9. Buziukov L.B., Okuneva D.V. (2016). Analysis of cluster head selection algorithms for operating parameters WSN at different parts distribution in the territory. *TELECOM IT*, vol. 4. no. 3, pp. 40-48. (In Russian)
10. Incel O.D., Ghosh, A., Krishnamachari, B., Chintalapudi, K. (2012). Fast data collection in tree-Based wireless sensor networks. *IEEE transactions on mobile computing*, vol. 11, no. 1, pp. 86-99.
11. Implement a distributed traffic balancing algorithm in the sensor network to increase the lifetime [Online], available at: <http://2012.nscf.ru/Tesis/Voronin.pdf> (Accessed: 15.09.2016).
12. Ergen S.C., Varaiya P. (2010). TDMA scheduling algorithms for wireless sensor networks. *Wireless networks*, vol. 16, Issue 4, pp. 985-997.
13. Likhhtsinder B.Y., Golubnichaya E.Y. (2017). Application of TDMA scheduling algorithms in cluster heterogeneous wireless sensor networks. *Proceedings of the scientific-technical conference Rosinfokom-2017*, pp. 27-28. (In Russian)
14. Likhhtsinder B.Y., Golubnichaya E.Y. (2017). Method of routing in wireless ZigBee networks - Patent RF RU2640349, with priority from 25.07.2016, published 28.12.2017. (In Russian)
15. Golubnichaya E.Y., Likhhtsinder B.Y. (2016). Temporary planning cluster wireless sensor networks ZigBee. *T-Comm*, vol. 10, no.1, pp. 5-10. (In Russian)
16. IEEE 802.15.4 for wireless sensor networks: a technical overview [Online], available at: <http://www.open-zb.net/publications/TR-050702.pdf> (Accessed: 19.12.2016).
17. Xia F., Hao R., Cao Y., Xue L. (2011). A survey of adaptive and real-time protocols based on IEEE 802.15.4. *International journal of distributed sensor networks*, vol. 11, pp. 1-11.

ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРЫ ИНФОРМАЦИОННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ПОЛЯ РАССЕЯНИЯ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10127

Смирнов Евгений Владимирович,
МТУСИ, Москва, Россия,
smirnov@yandex.ru

Ключевые слова: оптическая теорема, эффективность поглощения, основная информационная составляющая, диаграмма рассеяния, приемная антенна, дополнительная информационная составляющая.

В наших предыдущих работах, было показано, что в состав полного поля рассеяния произвольной приемной антенны (ППРА) входит информационная составляющая (ИСПРА), ответственная за передачу информации от плоской волны к нагрузке антенны, и определены ее основные параметры (комплексная амплитуда и ее форма). Оказалось, что форма ИСПРА центрально симметрична диаграмме направленности антенны в режиме передачи. В тоже время из оптической теоремы известно, что мощность, выделяемая в нагрузке антенны, неоднозначно связана с полной мощностью, рассеиваемой антенной и одной и той же мощности, выделяемой в нагрузке, может соответствовать, как большая мощность рассеяния, так и маленькая. Поэтому можно предположить, что и амплитуда составляющей ППРА, совпадающая по форме с ИСПРА также в общем случае может быть и больше и меньше, чем амплитуда самой ИСПРА. Таким образом, можно говорить о том, что сама компонента ППРА, совпадающая по форме с ИСПРА, имеет некоторую структуру. Она в общем случае может состоять из составляющей, участвующей в передаче энергии от плоской волны к нагрузке антенны и составляющей, которая не участвует в этой передаче, но которая оказывает существенное влияние на мощность, рассеиваемую приемной антенной. Первая в работе называется основной ИСПРА (ОИСПРА), а вторая – дополнительной составляющей ИСПРА (ДИСПРА). За счет в общем случае знакопеременной взаимной мощности между компонентами поля рассеяния полная мощность рассеяния антенны может принимать как максимальное, так и минимальное значения при постоянной мощности, выделяемой в нагрузке антенны, которая определяется только ОИСПРА. В работе выяснена структура ИСПРА, определены амплитуды ОИСПРА и ДИСПРА для общего случая наличия связи между ОИСПРА и остальной частью ППРА. Знание структуры ИСПРА позволило выяснить ее влияние на полную мощность рассеяния, мощность экстинкции и эффективность поглощения приемной антенны. Показано, что эффективность поглощения приемной антенны определяется отношением амплитуд ОИСПРА и ДИСПРА. В конце работы, приводятся результаты сравнения расчетов эффективности поглощения различных приемных антенн, проведенных по предлагаемой в работе методике с известными из литературы данными. Отмечается их очень хорошее совпадение.

Информация об авторе:

Смирнов Евгений Владимирович, Московский технический университет связи и информатики, доцент кафедры технической электродинамики и антенн, Москва, Россия

Для цитирования:

Смирнов Е.В. Исследование структуры информационной составляющей поля рассеяния приемных антенн // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №8. С. 19-26.

For citation:

Smirnov E.V. (2018). Research of structure of information component of the scattering field of reception antennas. T-Comm, vol. 12, no.8, pp. 19-26. (in Russian)

В наших предыдущих работах [1], [2], было показано, что в состав полного поля рассеяния произвольной приемной антенны (ППРА) входит информационная составляющая (ИСПРА), ответственная за передачу информации от плоской волны к нагрузке антенны, и определены ее основные параметры (комплексная амплитуда и ее форма). Оказалось, что форма ИСПРА центрально симметрична диаграмме направленности антенны (ДН) в режиме передачи, а сама ИСПРА определяется соотношением

$$\vec{E}_{inf}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \frac{D}{2ik} (\vec{F}(-\vec{n}_0) \cdot \vec{e}_0)^* \vec{F}(-\vec{r}_0) \frac{\exp(-ikr)}{r}. \quad (1)$$

В (1) D – КНД антенны в направлении максимума ДН антенны, $\vec{F}(\vec{r}_0)$ – комплексная ДН антенны, а $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число. Вектор \vec{n}_0 определяет направление распространения плоской волны, а \vec{e}_0 – ее поляризацию. Было также установлено, что мощность рассеяния ИСПРА равна максимально возможной мощности, выделяемой в нагрузке антенны при выполнении требования равенства сопротивления нагрузки комплексно-сопряженному входному сопротивлению антенны, и не зависит от сопротивления нагрузки. В тоже время из оптической теоремы известно, что мощность, выделяемая в нагрузке антенны, неоднозначно связана с полной мощностью, рассеиваемой антенной [3] и одной и той же мощности, выделяемой в нагрузке, может соответствовать как большая мощность рассеяния, так и маленькая. Поэтому можно предположить, что и амплитуда составляющей ППРА, совпадающая по форме с ИСПРА также в общем случае может быть и больше и меньше, чем амплитуда самой ИСПРА, определяемой соотношением (1). Таким образом, можно говорить о том, что сама компонента ППРА, совпадающая по форме с ИСПРА, имеет некоторую структуру. Она в общем случае может состоять из составляющей, участвующей в передаче энергии от плоской волны к нагрузке антенны и составляющей, которая не участвует в этой передаче, но которая оказывает существенное влияние на мощность, рассеиваемую приемной антенной. Первая в настоящей работе называется основной ИСПРА (ОИСПРА), а вторая - дополнительной составляющей ИСПРА (ДИСПРА). Исследование структуры ИСПРА важно, как с теоретической, так и с практической точки зрения, так как при планировании и постановке экспериментов по обнаружению и исследованию ИСПРА приемной антенны важно знать при каких параметрах эксперимента в составе рассеянного антенной поля отсутствует ДИСПРА и в ее состав входит только, исследуемая основная ИСПРА.

В случае если реализовать эти параметры в эксперименте не удастся, то теория позволит учесть существование ДИСПРА при оценке результатов эксперимента. Работы [1-2] кроме того, что позволили на физическом уровне лучше понять, как происходит передача энергии от плоской волны в нагрузку антенны, заложили основу для дальнейших теоретических исследований физических связей между мощностью, выделяемой в нагрузке, мощностью экстинкции и мощностью составляющих полного поля рассеяния антенны. Актуальность таких исследований вызвана тем, что в последнее время активно обсуждается вопрос о достижимых значениях такого важного параметра любой приемной ан-

тенны, как эффективность поглощения. Причем поскольку на повестку дня встали задачи снижения радиолокационной заметности объектов, с установленными на них антеннами, то и исследования эффективности поглощения бортовых антенн стало необходимо проводить для антенн, удовлетворяющих определенным требованиям к рассеиваемой ими мощности.

В случае отсутствия в полном поле рассеяния антенны ДИСПРА, разработанный в [5-9] подход позволил нам в [10] провести анализ влияния согласования антенны и нагрузки на эффективность поглощения приемной антенны при заданных требованиях к принимаемой и рассеиваемой ей мощности. Но для оценки эффективности поглощения приемных антенн в общем случае необходимо исследовать вопрос о структуре ИСПРА, определить величину ДИСПРА, выяснить ее влияние на полную мощность рассеяния приемной антенны и мощность экстинкции. Решению этих вопросов и посвящена настоящая работа.

При доказательстве существования ИСПРА ($\vec{E}_{inf}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$) и выводе соотношения (1) в [1] существенным было требование отсутствия взаимной мощности (P_{mut}) между ИСПРА и оставшейся частью полного поля рассеяния антенны, которая поэтому и была обозначена там как ортогональная ($\vec{E}_{\perp}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$), понимая под ортогональностью выполнение условия

$$P_{mut} = \frac{1}{2Z_0} \oint_s \vec{E}_{\perp}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) \vec{E}_{inf}^*(\vec{n}_0, \vec{r}_0) d\vec{S} = 0, \quad (2)$$

или, что тоже самое

$$\oint_s \vec{A}_{\perp}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) \vec{A}_{inf}^*(\vec{n}_0, \vec{r}_0) d\vec{S} = 0,$$

где Z_0 – волновое сопротивление свободного пространства,

а $\vec{A}_{\perp}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ и $\vec{A}_{inf}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ являются комплексными диаграммами рассеяния ИСПРА и ортогональной составляющих (ОСПРА), которые связаны с $\vec{E}_{\perp}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ и $\vec{E}_{inf}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ соотношениями

$$\vec{E}_{\perp}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \vec{A}_{\perp}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) \frac{\exp(-ikr)}{r}, \quad (3)$$

$$\vec{E}_{inf}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \vec{A}_{inf}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) \frac{\exp(-ikr)}{r}. \quad (4)$$

С учетом выполнения условия (2) полная мощность, рассеиваемая приемной антенной при падении на нее плоской волны равна сумме мощностей рассеяния ИСПРА P_{inf} и ОСПРА P_{\perp} . Отсутствие взаимных мощностей между

$\vec{E}_{inf}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ и $\vec{E}_{\perp}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ указывает на то, что в составе ОСПРА отсутствует составляющая по форме, совпадающая с ИСПРА. Как видно из (1) форма и амплитуда ИСПРА полностью определяются ДН приемной антенны в режиме передачи. Поэтому с учетом того, что антенны с одинаковыми ДН могут иметь разные диаграммы рассеяния, выполнение условия (3) может рассматриваться только как частный случай задачи рассеяния поля плоской волны приемной антенной.

Прежде чем исследовать тонкую структуру компоненты поля рассеяния по форме совпадающей с ИСПРА необходимо во-первых доказать само существование ИСПРА в случае невыполнения условия (2), а во-вторых показать, что она при этом совпадает с (1). Основным соотношением, характеризующим процесс взаимодействия приемной антенны и падающей на нее плоской волны, является оптическая теорема [4]. Согласно ей, мощность взаимодействия антенны с полем падающей на нее плоской волны равна мощности взаимодействия падающей волны с полем рассеяния антенны в направлении распространения волны и имеет вид

$$P_L + P_s = -\frac{2\pi}{kZ_0} \text{Im} \left(\vec{e}_0, \dot{\vec{A}}_s(\vec{n}_0, \vec{n}_0) \right), \quad (5)$$

где $\dot{\vec{A}}_s(\vec{n}_0, \vec{n}_0)$ – диаграмма рассеяния антенны (ДРА) в направлении распространения плоской волны, P_L – мощность, выделяемая в нагрузке характеризуемой коэффициентом отражения Γ , а P_s – мощность, рассеиваемая антенной. Вектор \vec{n}_0 определяет направление распространения, падающей на приемную антенну плоской волны, а \vec{e}_0 – ее поляризацию. Поле рассеяния антенны $\dot{\vec{E}}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ связано с диаграммой рассеяния $\dot{\vec{A}}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ соотношением

$$\dot{\vec{E}}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \dot{\vec{A}}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0) \frac{\exp(-ikr)}{r} \quad (6)$$

Комплексная диаграмма направленности (ДН) $\dot{\vec{F}}(\vec{r}_0)$, исследуемой приемной антенны в режиме передачи предполагается известной, причем

$$\dot{\vec{F}}(\vec{r}_0) = F(\vec{r}_0) \exp[i\Psi(\vec{r}_0)] \vec{p}(\vec{r}_0), \quad (7)$$

где $F(\vec{r}_0)$ – нормированная в направлении максимума амплитудная ДН; $\Psi(\vec{r}_0)$ – фазовая ДН; \vec{r}_0 – единичный вектор в сферической системе координат (r, θ, φ) ; $\vec{p}(\vec{r}_0)$ – единичный комплексный вектор, характеризующий поляризацию поля излучения антенны,

$$\vec{p}_0(\vec{r}_0) = \cos \eta \vec{\theta}_0 + \exp[i\beta] \sin \eta \vec{\varphi}_0, \quad (8)$$

где параметр η ($0 \leq \eta \leq \pi/2$) определяет соотношение амплитуд составляющих вектора $\vec{p}(\vec{r}_0)$; β – фазовый сдвиг между компонентами; $\vec{\theta}_0$ и $\vec{\varphi}_0$ – орты сферической системы координат.

В (6) $\dot{\vec{A}}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ – диаграмма рассеяния исследуемой антенны (ДРА), облучаемой плоской волной, заданной в форме

$$\dot{\vec{E}}_i(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \dot{\vec{e}}_0 \exp[-ik(\vec{n}_0 \vec{r}_0)r], \quad (9)$$

$$\dot{\vec{H}}_i(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \frac{1}{Z_0} [\vec{r}_0 \times \dot{\vec{e}}_0] \exp[-ik(\vec{n}_0 \vec{r}_0)r]. \quad (10)$$

где $\dot{\vec{e}}_0$ – единичный комплексный вектор ($|\dot{\vec{e}}_0| = 1$), характеризующий поляризацию первичной волны, причем

$$\dot{\vec{e}}_0(\vec{r}_0) = \cos \nu \vec{\theta}_0 + \exp[i\kappa] \sin \nu \vec{\varphi}_0, \quad (11)$$

параметры ν и κ аналогичны величинам η и β в (8).

Поскольку нас интересует общий случай, то представим полное поле рассеяния антенны $\dot{\vec{E}}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ в виде суммы в общем случае не ортогональных, в смысле (3), полей

$$\begin{aligned} \dot{\vec{E}}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0) &= \dot{\vec{E}}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0) + \dot{\vec{E}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \\ &= (\dot{\vec{A}}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0) + \dot{\vec{A}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0)) \frac{\exp(-ikr)}{r}, \end{aligned} \quad (12)$$

где $\dot{\vec{A}}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$, $\dot{\vec{A}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ диаграммы рассеяния составляющих ППРА $\dot{\vec{E}}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ и $\dot{\vec{E}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$.

Ввиду того, что в этом случае возникает взаимная мощность между компонентами рассеянных полей $\dot{\vec{E}}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ и $\dot{\vec{E}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ равная

$$P_{mut} = \frac{1}{Z_0} \oint_{Z_0} \dot{\vec{E}}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0) \dot{\vec{E}}_2^*(\vec{n}_0, \vec{r}_0) d\vec{S}, \quad (13)$$

полная мощность рассеяния антенны P_s будет определяться соотношением

$$P_s = P_1 + P_{mut} + P_2, \quad (14)$$

где P_1 и P_2 – мощности рассеяния первой и второй компонент поля рассеяния антенны, соответственно, определяемые соотношениями

$$P_1 = \frac{1}{2Z_0} \oint_{Z_0} \left| \dot{\vec{E}}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0) \right|^2 d\vec{S} = \frac{1}{2Z_0} \oint_{4\pi} \left| \dot{\vec{A}}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0) \right|^2 d\Omega, \quad (15)$$

$$P_2 = \frac{1}{2Z_0} \oint_{Z_0} \left| \dot{\vec{E}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0) \right|^2 d\vec{S} = \frac{1}{2Z_0} \oint_{4\pi} \left| \dot{\vec{A}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0) \right|^2 d\Omega. \quad (16)$$

С учетом (12) и (14) оптическая теорема (5) может быть приведена к виду

$$P_1 + P_{mut} - P_{int} = -P_2 - P_L + P_{2int}, \quad (17)$$

где P_{int} и P_{2int} – мощности взаимодействия плоской волны с компонентами поля рассеяния $\dot{\vec{E}}_1(\vec{n}_0, \vec{n}_0)$ и $\dot{\vec{E}}_2(\vec{n}_0, \vec{n}_0)$, в направлении распространения волны \vec{n}_0 , выражаемые соотношениями

$$P_{int} = -\frac{2\pi}{kZ_0} \text{Im} \left(\vec{e}_0, \dot{\vec{A}}_1(\vec{n}_0, \vec{n}_0) \right), \quad (18)$$

$$P_{2int} = -\frac{2\pi}{kZ_0} \text{Im} \left(\vec{e}_0, \dot{\vec{A}}_2(\vec{n}_0, \vec{n}_0) \right). \quad (19)$$

С каждой компонентой поля рассеяния антенны можно связать свой канал взаимодействия, по которому происходит передача энергии от плоской волны к приемной антенне. В дальнейшем канал взаимодействия, образованный за счет

компоненты поля рассеяния $\dot{\vec{E}}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ будем называть первым каналом взаимодействия (ПКВ), а компоненты $\dot{\vec{E}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ – вторым каналом взаимодействия (ВКВ).

Использование каналов взаимодействия позволит не только оценить, какая мощность экстинкции отбирается по этому каналу, но и понять, на что она тратится и в итоге найти составляющую поля рассеяния однозначно связанную с передачей мощности от плоской волны к нагрузке приемной антенны, то есть определить основную ИСПРА.

Для этого вначале определим условие, которому должно

удовлетворять поле $\dot{\vec{E}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$, при котором, мощность, отбираемая по ПКВ, не тратится на мощность, выделяемую в нагрузку. Как видно из (17) таким условием является равенство нулю его правой части, то есть

$$P_2 + P_L = P_{2int}. \quad (20)$$

При этом мощность, поступающая от плоской волны по второму каналу взаимодействия P_{2int} , расходуется только на мощность, выделяемую в нагрузку P_L и на мощность P_2

компоненты поля рассеяния $\dot{\vec{E}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$, а мощность, поступающая от плоской волны по ПКВ P_{1int} , будет тратиться только на мощность компоненты поля рассеяния $\dot{\vec{E}}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ P_1 и на взаимную мощность P_{mut} между компонентами

полей рассеяния $\dot{\vec{E}}_1(\vec{n}_0, \vec{n}_0) \dot{\vec{E}}_2(\vec{n}_0, \vec{n}_0)$

$$P_1 + P_{mut} = P_{1int}. \quad (21)$$

В дальнейшем при исследовании (20) для определенности будем полагать, что приемная антенна нагружена на нагрузку комплексно сопряженную входному сопротивлению антенны в режиме передачи. При этом мощность, выделяемая в нагрузку, определяется соотношением

$$P_L = \frac{\pi D}{2k^2 Z_0} \left| (\dot{\vec{F}}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0) \right|^2. \quad (22)$$

Для определения остальных величин, входящих в (20) представим диаграмму рассеяния второго поля в виде

$$\dot{\vec{A}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \dot{A}_2 \dot{\vec{F}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \left| \dot{A}_2 \right| e^{i\varphi_2} \dot{\vec{F}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0), \quad (23)$$

где $\dot{\vec{F}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ – комплексная нормированная к максимуму диаграмма рассеяния второго поля, а $\left| \dot{A}_2 \right|$ и φ_2 – модуль и аргумент комплексной амплитуды диаграммы рассеяния $\dot{\vec{A}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$.

Подставляя в (16) и (19) $\dot{\vec{A}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ из (23) получим выражения для P_2 и P_{2int} в виде

$$P_2 = \frac{2\pi}{Z_0 D_2} \left| \dot{A}_2 \right|^2, \quad (24)$$

$$P_{2int} = -\frac{2\pi}{k Z_0} \left| \dot{A}_2 \right| \alpha, \quad (25)$$

где D_2 – максимальное значение КНД диаграммы рассеяния $\dot{\vec{A}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$, а α определяется соотношением

$$\alpha = Jm \left(\dot{\vec{e}}_0, e^{i\varphi_2} \dot{\vec{F}}_2(\vec{n}_0, \vec{n}_0) \right). \quad (26)$$

Подставляя в (20), приведенные выше выражения для P_L ,

P_2 и P_{2int} получим для $\left| \dot{A}_2 \right|$ квадратное уравнение в форме

$$\left| \dot{A}_2 \right|^2 + \frac{D_2}{k} \alpha \left| \dot{A}_2 \right| + \frac{DD_2}{4k^2} \left| (\dot{\vec{F}}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0) \right|^2 = 0, \quad (27)$$

решение которого, в общем случае имеет вид

$$\left| \dot{A}_2 \right| = \frac{D_2}{2k} \left(-\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \frac{D}{D_2} \left| (\dot{\vec{F}}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0) \right|^2} \right). \quad (28)$$

Поскольку нас интересует составляющая поля рассеяния однозначно связанная с мощностью, выделяемой в нагрузку, то согласно (28) для этого должно выполняться условие

$$\alpha = -\sqrt{\frac{D}{D_2}} \left| (\dot{\vec{F}}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0) \right|. \quad (29)$$

В (29) перед корнем взят знак минус, так как искомое значение $\left| \dot{A}_2 \right|$ должно быть положительной величиной.

С учетом (29) модуль комплексной амплитуды составляющей поля рассеяния однозначно связанной с мощностью, выделяемой в нагрузку антенны, определяется соотношением

$$\left| \dot{A}_2 \right| = \frac{\sqrt{DD_2}}{2k} \left| (\dot{\vec{F}}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0) \right|. \quad (30)$$

Для определения входящего в (30) D_2 необходимо знать

форму нормированной диаграммы рассеяния $\dot{\vec{F}}_2(\vec{n}_0, \vec{n}_0)$, которая может быть определена из (29) записанного в форме

$$Jm \left(e^{-i\varphi_2} \dot{\vec{F}}_2(\vec{n}_0, \vec{n}_0), \dot{\vec{e}}_0 \right) = -\sqrt{\frac{D}{D_2}} \left| (\dot{\vec{F}}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0) \right|. \quad (31)$$

Представляя $(e^{-i\varphi_2} \dot{\vec{F}}_2(\vec{n}_0, \vec{n}_0), \dot{\vec{e}}_0)$ как

$$e^{-i\varphi_2} \left| (\dot{\vec{F}}_2(\vec{n}_0, \vec{n}_0), \dot{\vec{e}}_0) \right| e^{i \arg(\dot{\vec{F}}_2(\vec{n}_0, \vec{n}_0), \dot{\vec{e}}_0)}$$

(31) можно переписать в следующем виде

$$\begin{aligned} \left| (\dot{\vec{F}}_2(\vec{n}_0, \vec{n}_0), \dot{\vec{e}}_0) \right| Jm \left(e^{-i\varphi_2} e^{i \arg(\dot{\vec{F}}_2(\vec{n}_0, \vec{n}_0), \dot{\vec{e}}_0)} \right) = \\ = -\sqrt{\frac{D}{D_2}} \left| (\dot{\vec{F}}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0) \right|. \end{aligned} \quad (32)$$

При определении формы $\dot{\vec{F}}_2(\vec{n}_0, \vec{n}_0)$ нужно учесть, что (32) должно выполняться при любых углах облучения антенны. Этому требованию удовлетворяет, например функция

$$\dot{\vec{F}}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \dot{\vec{F}}(-\vec{r}_0). \quad (33)$$

При этом $D_2 = D$ и с учетом этого соотношение (30) принимает окончательный вид

$$\left| \dot{A}_2 \right| = \frac{D}{2k} \left| \dot{F}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0 \right|. \quad (34)$$

Подставляя (33) в (32) можно определить φ_2 из соотношения

$$Jm \left(e^{-i\varphi_2} e^{i \arg(\dot{F}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0)} \right) = -1 \quad (35)$$

в виде

$$\varphi_2 = \frac{\pi}{2} + \arg(\dot{F}(-\vec{n}_0), \dot{\vec{e}}_0) \quad (36)$$

Подставляя в (23) значения входящих в него величин из (33), (34) и (36) получим выражение для основной информационной составляющей диаграммы рассеяния антенны в виде

$$\dot{A}_{\text{inf}}^{\text{bas}}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \frac{D}{2ik} (\dot{F}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0)^* \dot{F}(-\vec{r}_0). \quad (37)$$

С учетом (37), ОИСПРА будет определяться соотношением

$$\vec{E}_{\text{inf}}^{\text{bas}}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \frac{D}{2ik} (\dot{F}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0)^* \dot{F}(-\vec{r}_0) \frac{\exp(-ikr)}{r}, \quad (38)$$

которое полностью совпадает с аналогичным соотношением для ИСПРА (1), полученным в [1] для случая отсутствия взаимодействия между ИСПРА и остальной частью ППРА.

Таким образом, в общем случае поле рассеяния произвольной приемной антенны, облучаемой плоской волной может рассматриваться как сумма поля ОИСПРА

$\vec{E}_{\text{inf}}^{\text{bas}}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$, которое полностью определяется комплексной

ДН антенны в режиме передачи и поля $\vec{E}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ равного разности между полем рассеяния антенны $\vec{E}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ и полем ОИСПРА, то есть

$$\vec{E}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \vec{E}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0) + \frac{D}{2ik} (\dot{F}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0)^* \dot{F}(-\vec{r}_0) \frac{\exp(-ikr)}{r}. \quad (39)$$

Поскольку ранее мы предполагали, что в общем случае может существовать взаимная связь между ОИСПРА и полем

$\vec{E}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$, то это означает, что в состав поля $\vec{E}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ входит дополнительная ИСПРА (ДИСПРА). Так как фазовая и амплитудная диаграммы рассеяния (ДР) ДИСПРА совпадают с ДР ОИСПРА, то для ее полного определения необходимо найти только амплитуду ДИСПРА. Для этого вначале рассмотрим чем определяется амплитуда ДР ППРА $\dot{A}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$. Как известно [3] при заданных амплитудной и фазовой ДР ППРА амплитуда ДР с учетом принятых в настоящей работе обозначений может быть представлена в виде

$$A_s = \frac{D_s \alpha_1}{2k} \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{D}{D_s \alpha_1^2} \left| \dot{F}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0 \right|^2} \right), \quad (40)$$

$$\text{где } \alpha_1 = Jm \left(\dot{\vec{e}}_0, e^{i\varphi_s} \dot{F}_s(\vec{n}_0, \vec{n}_0) \right). \quad (41)$$

С учетом (40) выражение для ПДРА принимает вид

$$\dot{A}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \frac{D_s \alpha_1}{2k} \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{D}{D_s \alpha_1^2} \left| \dot{F}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0 \right|^2} \right) e^{i\varphi_s} \dot{F}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0). \quad (42)$$

Обычно, как и в [3], при исследовании задач рассеяния плоской волны на приемных антеннах (42) рассматривают, как единую целую диаграмму рассеяния антенны, амплитуда которой в зависимости от знака может принимать два значения. Мы же будем рассматривать (42) как сумму двух ДР реально существующих разных полей рассеяния – основного

$\vec{E}_{\text{bas}}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ и дополнительного $\vec{E}_{\text{add}}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$, причем соответствующие этим полям ДР определяются соотношениями

$$\dot{A}_{\text{bas}}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = -\frac{D_s \alpha_1}{2k} e^{i\varphi_s} \dot{F}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = A_{\text{bas}} e^{i\varphi_s} \dot{F}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0) \quad (43)$$

и

$$\dot{A}_{\text{add}}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \pm \frac{D_s \alpha_1}{2k} \sqrt{1 - \frac{D}{D_s \alpha_1^2} \left| \dot{F}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0 \right|^2} \times \quad (44)$$

$$\times e^{i\varphi_s} \dot{F}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = A_{\text{add}} e^{i\varphi_s} \dot{F}_s(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$$

В (43) и (44) A_{bas} и A_{add} – действительные амплитуды ДР основного и дополнительного полей, соответственно, равные

$$A_{\text{bas}} = -\frac{D_s \alpha_1}{2k}, \quad (45)$$

$$A_{\text{add}} = \pm \frac{D_s \alpha_1}{2k} \sqrt{1 - \frac{D}{D_s \alpha_1^2} \left| \dot{F}(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0 \right|^2}. \quad (46)$$

Вначале такое представление ППРА в виде суммы двух реальных физических полей, которые имеют одинаковые фазовые и амплитудные ДР, но разные действительные амплитуды кажется довольно искусственным математическим приемом. Но здесь следует принять во внимание тот существенный факт, что основное и дополнительное поля рассеяния антенны вводимые таким образом несмотря на то, что их фазовые и амплитудные ДР совпадают, зависят от разных физических величин.

Основное поле рассеяния не зависит от мощности, выделяемой в нагрузку антенны, а дополнительное поле зависит и как следует из (46) при определенных соотношениях между КНД ППРА в направлении падения волны и КНД антенны в направлении на источник волны может вообще отсутствовать. При этом основное поле будет существовать. Поэтому используемое ниже представление ППРА в виде суммы реальных основного и дополнительного полей рассеяния имеет под собой не только математическое, но и физическое обоснование. Ниже эффективность такого представления ППРА демонстрируется на примере определения амплитуды дополнительной ИСПРА. Так как ППРА состоит из основного и дополнительного полей рассеяния, то вначале надо определить частью, какой из этих составляющих, является ОИСПРА. Напомним, что основным требованием при определении ОИСПРА было выполнение условия однозначной связи между полем ОИСПРА и мощностью, выделяемой в нагрузку приемной антенны. Поэтому предположение о том, что ОИСПРА является частью дополнительной составляющей ППРА можно не рассматривать, так как при этом за счет знакопеременности дополнительной компоненты не обеспечивается упомянутое выше требование однозначности.

Поэтому можно считать, что ОИСПРА является частью только основного поля рассеяния. Поскольку фазовые и амплитудные ДР $\vec{E}_{bas}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ и $\vec{E}_{add}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ одинаковы, то это означает, что они имеют одинаковый спектральный состав, но при этом амплитуды составляющих в $\vec{E}_{add}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ отличаются от амплитуд составляющих в $\vec{E}_{bas}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ во столько раз во сколько раз отличается амплитуда поля дополнительного поля рассеяния A_{add} от основного A_{bas} . С учетом этого замечания и того, что ОИСПРА в составе дополнительного поля отсутствует для амплитуды дополнительной ИСПРА A_{inf}^{add} можно сразу записать выражение вида

$$A_{inf}^{add} = \frac{A_{inf}^{bas} A_{add}}{A_{bas}} = A_{inf}^{bas} \alpha_2, \quad (47)$$

где α_2 имеет вид

$$\alpha_2 = \pm \sqrt{1 - \frac{D}{D_s \alpha_1^2} \left| (\vec{F}(-\vec{n}_0) \cdot \vec{e}_0) \right|^2}. \quad (48)$$

С учетом (47) и (48) окончательно для ДР $A_{inf}^{add}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ и поля ДИСПРА $\vec{E}_{inf}^{add}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ можно записать выражения

$$A_{inf}^{add}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \frac{D \alpha_2}{2ik} (\vec{F}(-\vec{n}_0) \cdot \vec{e}_0) \vec{F}(-\vec{r}_0), \quad (49)$$

$$\vec{E}_{inf}^{add}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \frac{D \alpha_2}{2ik} (\vec{F}(-\vec{n}_0) \cdot \vec{e}_0) \vec{F}(-\vec{r}_0) \frac{\exp(-ikr)}{r}. \quad (50)$$

Таким образом, установлено, что составляющая ДР и ППРА совпадающая по форме с ИСПРА $\vec{E}_{inf}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ является суммой двух полей $\vec{E}_{inf}^{bas}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ и $\vec{E}_{inf}^{add}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$, определяемых соотношениями (38) и (50) и имеют вид

$$\vec{A}_{inf}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \vec{A}_{inf}^{bas}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) + \vec{A}_{inf}^{add}(\vec{n}_0, \vec{r}_0), \quad (51)$$

$$\vec{E}_{inf}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \vec{E}_{inf}^{bas}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) + \vec{E}_{inf}^{add}(\vec{n}_0, \vec{r}_0). \quad (52)$$

Причем в передаче информации от плоской волны к нагрузке антенны, участвует только основная составляющая $\vec{E}_{inf}^{bas}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$, а дополнительная составляющая $\vec{E}_{inf}^{add}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ в ней не участвует, но, как будет показано ниже, оказывает существенную роль в формировании ППРА. И поэтому в значительной мере влияет на такой важный параметр приемной антенны, как ее эффективность поглощения η . Этот параметр указывает какая часть мощности, отобранная у плоской волны приемной антенной, выделяется в ее нагрузке и определяется соотношением

$$\eta = \frac{P_L}{P_{ext}} = \frac{P_L}{P_L + P_s}. \quad (53)$$

Входящая в (53) мощность, выделяемая в согласованной нагрузке приемной антенны, определяется соотношением (22). Мощность поля рассеяния P_s складывается из суммы мощностей основного P_{bas} и дополнительных полей рассея-

ния P_{add} и их взаимной мощности P_{mut} . Величины этих мощностей легко определяются из (14), (15) и (16) при подстановке в них вместо $\vec{A}_1(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ и $\vec{A}_2(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ выражений $\vec{A}_{bas}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ и $\vec{A}_{add}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ из (43) и (44)

$$P_{bas} = \frac{\pi D_s \alpha_1^2}{2k^2 Z_0}, \quad P_{add} = P_{bas} - P_L, \quad P_{mut} = \pm 2P_{bas} \frac{A_{inf}^{add}}{A_{inf}^{bas}}. \quad (54)$$

С учетом (54) выражение для мощности экстинкции принимает вид

$$P_{ext} = 2P_{bas} \left(1 \pm \frac{A_{inf}^{add}}{A_{inf}^{bas}} \right). \quad (55)$$

Подставляя в (53) значения, входящих в него величин из (22) и (55) и проводя элементарные преобразования, окончательно получим соотношение для эффективности поглощения произвольной приемной антенны в форме

$$\eta = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{A_{inf}^{add}}{A_{inf}^{bas}} \right). \quad (56)$$

В выражении (56) полагается, что амплитуда A_{inf}^{add} может изменяться в пределах от $-A_{inf}^{bas}$ до $+A_{inf}^{bas}$ и поэтому в нем оставлен только знак плюс. Из анализа (56) видно, что эффективность поглощения приемной антенны полностью определяется соотношением амплитуд дополнительной и основной информационной составляющей ППРА, то есть структурой ИСПРА. Ниже на рисунке 1 приведены результаты сравнения, вычислений эффективности поглощения приемных антенн разного типа по соотношению (56) с известными из литературы данными для этих антенн.

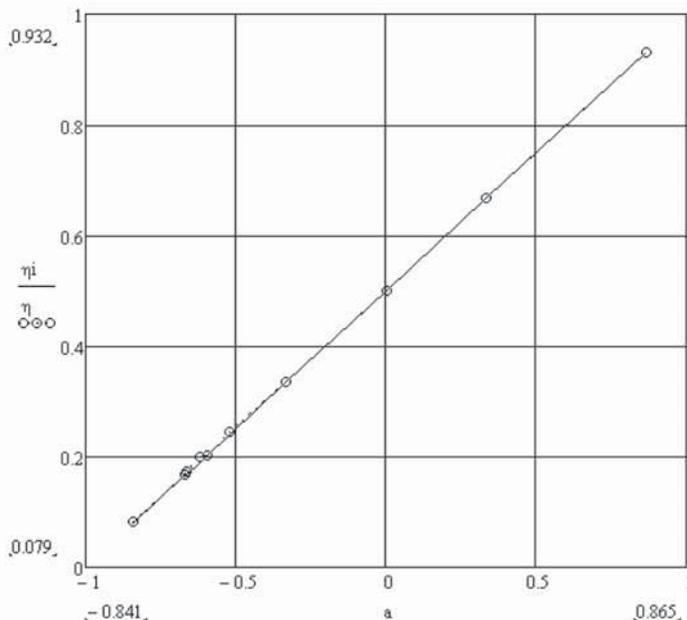


Рис. 1. Зависимость эффективности поглощения приемных антенн от соотношения амплитуд дополнительной и основной

составляющих ИСПРА $a = \frac{A_{inf}^{add}}{A_{inf}^{bas}}$

Сплошная кривая (η_i) относится к результатам представления эффективности поглощения произвольных приемных антенн через параметры составляющих ИСПРА (соотношение (56)), а кружочки (η) – к известным из литературы результатам определения эффективности поглощения различных апертурных и проволочных антенн [11]. Ниже приводится краткое описание рассматриваемых в [11] антенн, причем нумерация идет снизу вверх по рис. 1.

- 1 – коаксиальный излучатель
- 2 – антенна Грина с $\eta = 1/6$.
- 3 – рупор с средним углом раскрытия.
- 4 – оптимальный рупор №2.
- 5 – оптимальный рупор №1.
- 6 – открытый конец волновода.
- 7 – рупор с малым углом раскрытия.
- 8 – антенна Грина с $\eta = 1/2$.
- 9 – антенна Грина с $\eta = 2/3$.
- 10 – оптимальная решетка.

Сравнение, результатов расчета эффективности поглощения приемных антенн разного типа, полученных с использованием, найденных в настоящей работе амплитуд составляющих ИСПРА, с известными из литературы результатами, показывает их очень хорошее совпадение. Максимальное отличие составило $\sim(2-4.7)\%$ для антенн типа 1,3,4,5, что может быть объяснено использованием авторами публикаций численных методов при оценке эффективности этих антенн. В случае использования для расчета эффективности аналитических методов, как в случае антенн 2,8,9, наблюдается полное совпадение наших результатов с результатами, известными из литературы. Такое хорошее совпадение независимых результатов по оценке эффективности поглощения приемных антенн позволяет сделать вывод о том, что, выявленная в настоящей работе структура информационной составляющей полного поля рассеяния приемных антенн позволяет не только адекватно оценивать интегральные характеристики рассеяния и приема антеннами, но и получить ясную физическую картину самого процесса приема информации.

Литература

1. *Смирнов Е.В.* Об информационной составляющей поля рассеяния приемных антенн // INTERMATIC 2014 Материалы Международной научно-технической конференции “Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения”, 1-5 декабря 2014г.,г. Москва. М.:МИРЭА, 2014. Часть 5. С.19-23.
2. *Смирнов Е.В.* Исследование информационного канала взаимодействия произвольных приемных антенн // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 7. С. 41-46.
3. *Ерохин Г.А.* О достижимых характеристиках в трехмерных задачах синтеза пассивных рассеивателей // РЭ. 1986. Т.31. С. 1447-1450.
4. *Ерохин Г.А.* Оптическая теорема для приемных антенн и ее следствия // РЭ. 1990. Т. 35. С. 2065-2071.
5. *Смирнов Е.В.* К вопросу оценки эффективности приемных антенн // INTERMATIC 2016 Материалы Международной научно - технической конференции “Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения”, 21-25 ноября 2016 г. М.: МИРЭА, 2016. Часть 5. С. 189-194.
6. *Смирнов Е.В.* Минимизация рассеяния приемных антенн при заданной принимаемой мощности // Антенны. М.: ИПРЖР, 2008. №2(129). С. 74-80.
7. *Смирнов Е.В.* Исследование влияния диаграммы направленности антенны на каналы взаимодействия плоской волны с рассеянным антенной полем // Труды НТОРЭС им. А.С. Попова, 2010, вып. LXV. С.14-16.
8. *Смирнов Е.В.* Применение метода ортогональных составляющих в задачах рассеяния приемных антенн // INTERMATIC 2015 Материалы Международной научно-технической конференции “Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения”, 1-5 декабря 2015 г. М.: МИРЭА, 2015. Часть 5. С. 274-278.
9. *Смирнов Е.В.* Исследование трехканальной модели произвольных приемных антенн // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10. №9. С. 9-13.
10. *Смирнов Е.В.* Исследование влияния согласования антенны и нагрузки на эффективность поглощения приемной антенны // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. №12. С. 21-25.
11. *Andersen J.B. and Frandsen A.* Absorption Efficiency of Receiving Antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 53, no. 9. pp. 2843-2849. Sept. 2005.

RESEARCH OF STRUCTURE OF INFORMATION COMPONENT OF THE SCATTERING FIELD OF RECEPTION ANTENNAS

Evgeniy V. Smirnov, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, smirnov@yandex.ru

Abstract

In our previous works, it was shown that the full scattering field of an arbitrary receiving antenna (PPRA) includes the information component (ISPRA) responsible for the transmission of information from the plane wave to the antenna load, and its main parameters (complex amplitude and its shape) are determined. It turned out that the shape of the ISPR is centrally symmetric to the antenna radiation pattern in the transmission mode. At the same time, it is known from the optical theorem that the power emitted in the antenna load is ambiguously related to the total power dissipated by the antenna and the same power emitted in the load can correspond to both large and small scattering power. Therefore, it can be assumed that the amplitude of the PPRA component, coinciding in form with the ISPRA also in general can be greater and less than the amplitude of the ISPRA itself. Thus, we can say that the component of the PPRA, coinciding in form with the ISPRA, has some structure. It can generally consist of a component involved in the transmission of energy from a plane wave to an antenna load and a component that does not participate in this transmission, but which has a significant effect on the power dissipated by the receiving antenna. The first one is called the main ISPRA (ISPRA) and the second additional component ISPRA (VARPA). Through in the general case of alternating mutual power between the components of the stray field of the full power dissipation of the antenna can take both maximum and minimum values at the constant power allocated in the load of an antenna is determined only by OSPRA. In the work clarified the structure ISPRA, determined the amplitude of OSPRA and VARPA for the general case of a connection between OSPRA and the rest of PPRA. Knowledge of ISPR structure allowed to find out its influence on the full power of scattering, power of extinction and efficiency of absorption of the receiving antennas. It is shown that the absorption efficiency of receiving antenna is determined by the ratio of the amplitudes of OSPRA and VARPA. At the end of the work, the results of the comparison of the efficiency of absorption calculations of various receiving antennas carried out according to the proposed method with the data known from the literature are presented. They are a very good match.

Keywords: optical theorem, absorption efficiency, basic information component, scattering diagram, receiving antenna, additional information component.

References

1. Smirnov E.V. (2008). Minimizing scattering reception antennas at a predetermined received power. *Antennas*, no. 2(129), pp. 74-80.
2. Smirnov E.V. (2010). Investigation of the influence of the antenna pattern on the channels of communication with scattered plane wave antenna field. *Trudy Rossiyskogo nauchno-tekhnicheskogo obshchestva radiotekhniki, elektroniki i svyazi imeni A.S. Popova* [Proceedings of the Russian Scientific and Technical Society of Radio Engineering, Electronics and Communication named after A.S. Popova], no. LXV, pp. 14-16.
3. Smirnov E.V. (2014). On the information component of the scattering field of receiving antennas. *Fundamental problems of radioengineering and device construction. Proceedings of the International Scientific and Technical Conference "INTERMATIC-2014"* December 1-5, 2014, Moscow, part 5, pp. 19-23.
4. Smirnov E.V. (2015). Study information channel of interaction of arbitrary receiving antenna. *T-Comm*, no. 7, pp. 41-46.
5. Smirnov E.V. (2015). Application orthogonal components in scattering problems receiving antennas. *Fundamental problems of radioengineering and device construction. Proceedings of the International Scientific and Technical Conference "INTERMATIC-2015"* December 1-5, 2015, Moscow, part 5, pp. 274-278.
6. Smirnov E.V. (2016). Study three-channel model of arbitrary receiving antenna. *T-Comm*, no. 9, pp. 9-13.
7. Smirnov E.V. (2016). To the question of evaluating the efficiency of reception antennas. *Fundamental problems of radioengineering and device construction. Proceedings of the International Scientific and Technical Conference "INTERMATIC-2016"* November 21-25, 2016, Moscow, part 5, pp. 189-194.
8. Smirnov E.V. (2017). Study of the effect of antenna matching and load on the absorption efficiency of the receiving antenna. *T-Comm*, no. 12, pp. 21-25.
9. Erokhin G.A. (1986). On achievable characteristics in three-dimensional synthesis problems of passive scatterers. *Radiotekhnika i elektronika*, vol. 31, pp. 1447-1450.
10. Erokhin G.A. (1990). Optical theorem for the receiving antennas and its consequences. *Radiotekhnika i elektronika*, vol. 35, pp. 2065-2071.
11. Andersen J.B. and Frandsen A. (2005). Absorption Efficiency of Receiving Antennas. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, Sept., no. 9, pp. 2843-2849.

Information about author:

Evgeniy Smirnov, Associate Professor of technical electrodynamics and antennas, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ АФАР

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10128

Чернова Ирина Владимировна,
МТУСИ, Москва, Россия,
specialist20051@yandex.ru

Тодосева Анжела Сергеевна,
АО "НИИ "Кулон", Москва, Россия,
todosheva83@mail.ru

Ключевые слова: коэффициент полезного действия активной фазированной антенной решетки, конструктивные особенности приемопередающего модуля, амплитудное распределение, диаграмма направленности, мощность.

Рассматривается приемопередающий модуль активно фазированных антенных решеток, применяемый в радиолокационной станции для воздушных и морских судов. Цель статьи – проанализировать особенности реализации приемопередающего модуля (ППМ) активных фазированных антенных решеток. Методологическую основу статьи составляет теоретический анализ, сравнительный и описательный методы, а также метод обобщения.

Рассмотрены основы инженерно-конструкторского решения построения активно фазированных антенных решеток, его приемопередающего устройства, особенности функционирования. Основной конструктивной особенностью ППМ является их установка непосредственно в полотно АФАР и сопряжение отдельных элементов антенного полотна с блоками формирования сигнала. Отмечается, что главной задачей ППМ является обеспечение высокого КПД АФАР в режиме передачи и одновременно обеспечение широкого диапазона управления амплитудой излучаемого сигнала при сохранении управления фазой. Отмечается, что передающий усилитель должен обладать большей выходной мощностью, чем приёмный. ППМ самолетных АФАР чаще всего могут быть размещены непосредственно на несущей конструкции полотна АФАР с противоположной по отношению к излучателям стороны или сгруппированы в блоки. Применение ППМ АФАР с конструкцией, в которой вход падающей мощности соединен с выходом передающего канала, а выход отраженной мощности соединен с входом падающей мощности направленного устройства разделения падающей и отраженной мощностей, которое через защитное устройство соединено с входом приемного канала, позволяет при сохранении эффективности защиты входа приемного и выхода передающего каналов ППМ АФАР повысить КПД АФАР. Выявлена и обоснована необходимость не превышать при сканировании фазы шага решетки половины длины волны излучаемого сигнала. На основе проведенного исследования автором предлагается использовать метод калибровки с помощью современного измерительного оборудования и цифровое управление ППМ. Ключевыми особенностями цифрового производства является всесторонний обмен информацией между всеми стадиями процесса организованный исключительно в цифровом виде. Основным преимуществом цифрового производства является минимизация материальных издержек и времени выхода на рынок новой, индивидуализированной (персона ориентированной) продукции.

Информация об авторах:

Чернова Ирина Владимировна, аспирант кафедры Безопасность радиосвязи МТУСИ, Москва, Россия
Тодосева Анжела Сергеевна, инженер отдела № 21 АО "НИИ "Кулон", Москва, Россия

Для цитирования:

Чернова И.В., Тодосева А.С. Особенности реализации приемопередающего модуля АФАР // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №8. С. 27-31.

For citation:

Chernova I.V., Todosheva A.S. (2018). Peculiarities of the realization of the transceiver module of active phased antenna arrays. T-Comm, vol. 12, no.8, pp. 27-31. (in Russian)

Использование активных фазированных антенных решеток является одним из основных путей повышения эффективности авиационных комплексов дальнего радиолокационного обнаружения (АК ДРЛО) и многофункциональных космических радиолокационных комплексов с синтезированной апертурой [1].

Задачи:

- Изучить состав приемо-передающего модуля.
- Выявить особенности соединения приемо-передающего модуля с излучателем.
- Определить возможные направления повышения КПД активных фазированных антенных решеток.

Рассмотрим состояние исследуемой проблемы.

Создание активных фазированных антенных решеток (АФАР) представляет собой комплексную научно-техническую и конструкторско-технологическую проблему, требующую решения широкого круга вопросов. Главным из них являются проектирование излучающего полотна и СВЧ-распределительной системы, формирующих требуемые характеристики приемопередающих модулей (ППМ), а также разработку системы управления, схем электропитания и охлаждения аппаратуры АФАР. Технологические задачи связаны, прежде всего, с ППМ, которые являются наиболее дорогостоящими элементами АФАР и должны изготавливаться в большом количестве. Важной задачей, которую необходимо также решать при создании АФАР, является измерение и контроль их характеристик в процессе эксплуатации [1].

Активные фазированные решетки превосходят обычные радарные антенны почти во всех отношениях, обеспечивая более высокую следящую способность и надёжность, пусть и при некотором увеличении в сложности изготовления и, возможно, стоимости [4].

Одним из важнейших направлений по созданию перспективных АФАР является процесс совершенствования ППМ. Современные методы при разработке ППМ включают в себя оптимизацию их архитектуры и компоновки, материалов и элементной базы. Создание ППМ с управлением не только фазовым, но и с амплитудным распределением в каналах позволяет повысить функциональные возможности и эффективность работы АФАР [3].

Наиболее эффективно ППМ АФАР может быть использован в бортовых авиационных радиолокационных станциях (РЛС), корабельных и наземных РЛС, а также в системах радиопротиводействия и радиорелейных станциях [1].

Реализация ППМ для АФАР.

Приемо-передающий модуль – это основа пространственного канала обработки сигнала в АФАР.

В его состав входит активный элемент – усилитель, который делает это устройство электродинамически невзаимным. Поэтому для обеспечения возможности работы устройства, как на приём, так и на передачу в нём разделяют передающий и приёмный каналы. Разделение осуществляется либо коммутатором, либо циркулятором. На рисунке 1 указана функциональная схема приемо-передающего модуля.

В состав приёмного канала входят следующие устройства:

- Устройство защиты приёмника – обычно либо разрядник, либо другое пороговое устройство, предотвращающее перегрузку приёмного канала.
- Малошумящий усилитель – два, или более каскадов активного усиления сигнала.

- Фазовращатель (ФВР) – устройство фазовой задержки сигнала в канале для задания фазового распределения по всему раскрытию решётки.

- Атенуатор (АТТ) – устройство задания (понижения, ослабления) амплитуды сигнала для задания амплитудного распределения по раскрытию решётки.

Состав передающего канала схож с составом приёмного канала. Отличие заключается в отсутствии устройства защиты и меньших требованиях к усилителю по шумам. Тем не менее, передающий усилитель должен обладать большей выходной мощностью, чем приёмный [2].

ППМ содержит корпус и расположенную в нем радиоэлектронную ячейку, содержащую несущую печатную плату с радиоэлектронными элементами, в которой образован, по меньшей мере, один приемо-передающий канал, включающий в себя, по меньшей мере, функциональный узел, обеспечивающий предварительное усиление передаваемого сигнала и управление параметрами передаваемого сигнала, функциональный узел, обеспечивающий выходное усиление передаваемого сигнала, и функциональный узел, обеспечивающий усиление принимаемого сигнала и управление параметрами принимаемого сигнала. Каждый функциональный узел выполнен в виде отдельного конструктивного блока, механически и электрически соединенного с несущей печатной платой [6].

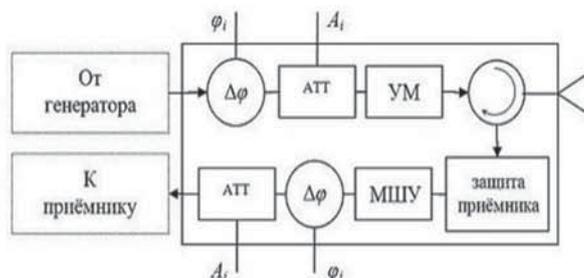


Рис. 1. Функциональная схема приемо-передающего модуля

Главной задачей ППМ является обеспечение высокого КПД АФАР в режиме передачи и одновременно обеспечение широкого диапазона управления амплитудой излучаемого сигнала при сохранении управления фазой. Улучшенных характеристик ППМ, можно достичь с помощью дополнительного фазового управления величиной выходного сигнала ППМ, в которых излучатели (или группа излучателей) связаны с отдельным модулем, содержащим активные элементы в виде различного типа генераторных и усилительных каскадов и преобразователей частоты колебаний, а также пассивные умножители частоты. Наиболее важной характеристикой ППМ является калибровка фазовых длин каналов, поскольку фазовая ошибка влияет на характеристики направленности [6].

Современный ППМ выполняет множество функций, в том числе: переключает поляризации излучаемых и принимаемых СВЧ-сигналов; управляет переключателями прием-передача; компенсирует температурную зависимость коэффициентов передачи ППМ в режимах передачи и приема; принимает и хранит кодовые команды цифрового вычислителя; выдает коды состояния основных параметров и общего сигнала исправности для контроля; в излучателе АФАР формирует заданный уровень мощности; с требуемой

защитой малошумящего усилителя в приемном канале и чувствительностью принимает СВЧ-сигналы; в заданном динамическом и частотном диапазонах с обеспечением требуемой глубины регулировки производит управление раздельно фазой и амплитудой принимаемых и излучаемых сигналов; осуществляет управление переключателями прием-передача [4].

Использование в передающем и приемном каналах АМ одного общего фазовращателя и общей распределительной системы (РС) требуют установки двух высокочастотных приёмо-передающих модулей в каждом модуле. С выхода РС формирующего устройства, который задает длительность импульса и период его повторения, управляется импульсный модулятор каждого активного модуля (АМ). Параметры АМ АФАР зависят от требований, предъявляемых к РЛС, в которой АФАР является антенной системой, а также длины волны, ширины диаграммы направленности (ДН) и излучаемой мощности [4].

Выходная мощность модуля определяется излучаемой мощностью АФАР, плотностью размещения излучателей и размером решетки [4].

ППМ самолетных АФАР чаще всего могут быть размещены непосредственно на несущей конструкции полотна АФАР с противоположной по отношению к излучателям стороны или сгруппированы в блоки [1].

Основной конструктивной особенностью ППМ является то, что они устанавливаются непосредственно в полотно АФАР и сопрягают отдельные элементы антенного полотна с блоками формирования сигнала. Таким образом, габаритные размеры ППМ АФАР ограничиваются возможностью их размещения в полотне антенной решетки. Для исключения побочных максимумов излучения АФАР при сканировании фазы шаг решетки не должен значительно превышать половину длины волны излучаемого сигнала, поэтому при разработке ППМ АФАР необходимо это учитывать. Например, для S- и C-диапазона длин волн шаг антенной решетки, а соответственно и поперечные размеры ППМ, меняется в пределах от 75мм до 18,7мм в зависимости от рабочей частоты. Столь малые габариты корпуса, а также требование его герметичности, стойкости к механическим и климатическим воздействиям, накладывают существенное ограничение на выбор элементной компонентной базы (ЭКБ), на схемотехнические и конструктивные решения при разработке конструкции ППМ АФАР.

Существенно обостряется проблема обеспечения достаточного теплоотвода с активных элементов (транзисторов усилителей мощности) каждого ППМ в составе антенного полотна. Поэтому по результатам термодинамических расчетов формируются требования к минимально допустимому КПД ППМ, который и определяет выделяемую тепловую мощность. Исходя из этих соображений, ППМ разрабатывается с максимально возможным КПД, то есть стремятся максимально снизить потребляемую мощность при сохранении требуемого уровня выходной мощности передающего тракта ППМ [5].

Еще одним немаловажным конструктивным ограничением при разработке мощных ППМ АФАР является внутреннее поперечное сечение СВЧ трактов в корпусе ППМ, которые в общем виде представляют собой прямоугольный волновод, по которому могут распространяться электромагнит-

ные волны. Необходимо провести тщательный электродинамический расчет конструкции, чтобы убедиться в том, что этот волновод является «запредельным» для распространения СВЧ сигналов в диапазоне рабочих частот, или принять дополнительные меры, чтобы сигналы этого диапазона не распространялись по этому волноводу или затухали при распространении. В противном случае, отраженные электромагнитные волны нарушат нормальное функционирование ППМ и могут даже вывести чувствительный приемный тракт из строя. Исходя из всех описанных выше ограничений ППМ АФАР могут быть разработаны в многоканальном исполнении [5].

В одном случае каждый ППМ соединяется непосредственно с излучателем и образует единое устройство. На этой же несущей конструкции располагаются элементы распределительной системы, включая усилительные модули, а также элементы систем управления и вторичного управления АФАР. При этом достигаются минимальные потери мощности СВЧ-сигнала, однако усложняется компоновка АФАР и увеличивается масса несущей конструкции излучающего полотна [1].

В другом случае ППМ может соединяться с излучателями с помощью кабелей. Конструкция излучающего полотна при этом имеет минимальную массу, но требуется система кабелей, увеличивающих общую массу АФАР, что приводит к дополнительным потерям. Элементы систем управления и питания АФАР могут размещаться в блоках вместе с ППМ [1].

В каждом ППМ выделяется до 100 Вт тепловой мощности, что требует применения жидкостного охлаждения. В зависимости от расположения ППМ элементы жидкостной системы охлаждения размещаются на несущей конструкции полотна или в блоках, где сосредоточены ППМ. При размещении ППМ на несущей конструкции полотна, на ней должна быть установлена система жидкостных каналов, каждый из которых обслуживает группу ППМ. Здесь для охлаждения используется жидкостной канал в виде трубы с плоскими стенками, к которым полотно прижаты стенки каждого ППМ, имеющие тепловой контакт с теплопроводящими платами выходных каскадов усилителя мощности [1].

Набор ППМ решеток должен иметь максимально идентичные амплитудно-частотные (АЧХ) и фазово-частотные (ФЧХ), модуляционные и температурные зависимости. В каждой ППМ введен микропроцессор, который управляет состояниями ФВР и АТТ модуля не только для сканирования луча и формирования ДН различной формы, но и для корректировки их АЧХ, ФЧХ и компенсации изменений параметров ППМ при изменении температуры. Микропроцессор также управляет модуляторами усилителя мощности и малошумящего усилителя (МШУ), а также переключателями, входящими в ППМ [1].

В ППМ предусмотрено самоуправляемое устройство защиты приемника, защищающее вход МШУ не только от мощных сигналов «собственного» усилителя мощности (УМ), но и от сигналов других ППМ данной АФАР, а также от мощных несинхронных сигналов. На входе приемных каналов ППМ самолетных АФАР устанавливаются полосовые пропускающие фильтры, защищающие эти каналы ППМ от мощных внеполосных СВЧ-сигналов. Для защиты УМ от перегрева в ППМ предусматривается отключение питания

при превышении предельной температуры выходных транзисторов УМ [1].

Решением проблем радиолокации занимаются инженеры разных стран.

Например, был разработан широкополосный, недорогой, высокопроизводительный и непрерывный фазовращатель для миллиметровых фазированных систем. Принцип его работы основан на изменении режима распространения заземленной копланарной волноводной линии путем размещения плиты с высокой диэлектрической постоянной. Постоянство распространения и, следовательно, сдвиг фаз изменяются путем изменения высоты воздушного зазора между волноводной линией и диэлектрической плитой. В качестве доказательства концепции используется пьезоэлектрический преобразователь для точного управления этой высотой воздушного зазора. Прототип фазовращателя на основе печатной платы был спроектирован, изготовлен и протестирован на двух разных частотных диапазонах (19-21 и 28,5-30,5 ГГц), которые представляют собой полосы нисходящей линии связи и восходящей линии связи соответственно двухканального диапазона Ka-спутниковой системы связи. Экспериментально достигнута непрерывная и почти линейная характеристика фазового напряжения со средними изменениями фазового сдвига на 170° и 260° по двум полосам соответственно. Отпечаток предлагаемого фазовращателя составляет $2,1 \text{ мм} \times 3 \text{ мм}$, что довольно мало и подходит для низкопрофильных милливолн. Средние потери на вставку по двум диапазонам составляют $<0,53$ и $2,35 \text{ дБ}$ с очень низкими отклонениями $\pm 0,22$ и $\pm 0,35 \text{ дБ}$ соответственно.

Другими учеными представлена новая топология антенны миллиметрового диапазона с высоким коэффициентом усиления, совместимая с интеграцией подложки. Антенна состоит из плоской дискретной линзы, уложенной поверх диэлектрика с сердечником, а плоский фокальный источник собран на нижней стороне. Антенна может быть изготовлена в виде единого, надежного и компактного модуля с использованием стандартных недорогих технологий печатных плат и совместима со схемой приемопередатчика для полностью интегрированных интерфейсных модулей миллиметрового диапазона. Предложенная архитектура изучается с помощью двух компактных антенн следующего диапазона ($32 \text{ мм} \times 32 \text{ мм} \times 13,2 \text{ мм}$).

Основные правила проектирования демонстрируются для элементарных ячеек, фокального источника и плоской линзы. При эксперименте получены следующие результаты: для двух рассмотренных компактных антенн коэффициент усиления (17,6 и 20,4 дБ), эффективность апертуры (14 и 26%) и дробная ширина полосы усиления 3 дБ (17 и 18%).

В другом исследовании анализируются фрактальные антенные решетки на предмет их применимости в радарх с множественным входом с несколькими выходами. Исследована геометрия массивов, основанная на фракталах. Кроме того, показана концепция сочетания обоих фракталов, чтобы повысить гибкость в отношении количества передающих и приемных антенн. Фрактальные концепции могут быть использованы для улучшения углового разрешения и уменьшения уровня бокового лепестка для заданного количества передающих и приемных антенн. При этом фрактальная концепция с 21 передающей антенной и 21 приемной антенной улучшает угловое разрешение до 4,6 градусов и умень-

шает уровень боковых лепестков на 3,1 дБ по сравнению с обычной конфигурацией на основе двух линейных массивов с таким же количеством антенных элементов. Кроме того, результаты экспериментально подтверждены широкополосными радиолокационными измерениями.

Разработана новая одноканальная антенная решетка с микрополосковыми антеннами с кольцевой поляризацией с одной подачей. Эффект достигается с помощью отступов микрополосковых патчей, подаваемых через пазы на интегрированном волноводе подложки. Антенна обладает высокой эффективностью излучения более 90% по сравнению с рабочей частотой. Полоса пропускания импеданса (КСВР <2) и полоса пропускания осевого отношения ($AR <3 \text{ дБ}$) в 11,8 и 10,9% достигнуто. Между имитационными и фактическими результатами достигнуто соответствие.

Также учеными мира исследуется компактная, плоская широкополосная циркулярно поляризованная восьмеричная интегральная волна. Для исследования характеристик волны представлен равнобедренный правый треугольный волновод с одной электрической боковой стенкой (расположенной на одном крае волновода) и двумя магнитными боковыми стенками (расположенными на двух других краях треугольника). Для всех распространяющихся мод в этом треугольном волноводе получены решения по замкнутым формам компонентов электромагнитного поля и частоты отсечки. Моделируемое распределение электромагнитного поля согласуется с аналитическими результатами. Затем определяют резонансные частоты полости. Антенна, состоящая из четырех элементов, спроектирована, изготовлена и измерена. Измеренная ширина осевого отношения 3 дБ антенны составляет 21,6% от 4,72 до 5,86 ГГц. В пределах этого частотного диапазона измеренный коэффициент отражения ниже -10 дБ, а измеренное пиковое усиление в круговой поляризации в широком диапазоне составляет 6,89 дБ при 5,1 ГГц.

Учеными АО «Концерн «Вега» ведется отработка ключевых элементов сверхширокополосной приемопередающей активной сканирующей антенной решетки, обеспечивающей повышение информативности бортовой РЛС за счет использования коротких сверхширокополосных (СШП) импульсов.

В процессе выполнения работы проведен анализ вариантов построения антенного устройства для перспективной сверхширокополосной бортовой РЛС большой дальности. Полученные результаты доказывают возможность создания видеоимпульсной сканирующей антенной решетки с характеристиками, обеспечивающими значительное повышение радиуса действия короткоимпульсных СШП бортовых РЛС, реализацию приемопередающего режима работы с использованием одного полотна излучателей и высокой скорости сканирования пространства лучом диаграммы направленности. Данная работа – существенное достижение в области разработки прогрессивных технологий, обеспечивающих инновационное развитие и укрепление обороноспособности России.

Выводы

Применение ППМ АФАР с конструкцией, в которой вход падающей мощности соединен с выходом передающего канала, а выход отраженной мощности соединен с входом падающей мощности направленного устройства разделения

падающей и отраженной мощностей, которое через защитное устройство соединено с входом приемного канала, позволяет при сохранении эффективности защиты входа приемного и выхода передающего каналов ППМ АФАР повысить КПД АФАР.

Необходимо также принять во внимание возможное перераспределение СВЧ энергии в различных состояниях ФВР и АТТ из-за изменяющегося коэффициента отражения и вероятности возникновения стоячих волн. Для того, чтобы решить все эти проблемы, можно применить метод калибровки с помощью современного измерительного оборудования и цифровое управление ППМ.

Ключевыми особенностями такого вида производства является всесторонний обмен информацией между всеми стадиями процесса организованный исключительно в цифровом виде. Основным преимуществом цифрового производства является минимизация материальных издержек и времени выхода на рынок новой, индивидуализированной (персона ориентированной) продукции.

Литература

1. Верба В.С. Обнаружение наземных объектов. Радиолокационные системы обнаружения и наведения воздушного базирования. – М.: Радиотехника, 2007. 360 с.
2. Реферат (2010) Усовершенствование методики расчета активной фазированной антенной решетки. http://voianet.ucoz.ru/index/aktivnaja_fazirovannaja_antennaja_reshjotka/0-7930.
3. Бердыев В.С., Левитан Б.А., Тушинов П.А., Шишлов А.В. Повышение эффективности передающих АФАР за счет управления выходной мощностью каналов приемопередающих модулей // Радиотехника. 2016. № 10. С. 88-99.
4. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенко. М.: Радиотехника, 2004. 488 с.
5. Парнес Я.М., Киселев И.Г., Комиссаров А.С., Волков В.В., Березняк А.Ф., Вьюгинов В.Н., Грозина М.И., Добров В.А., Земляков В.Е., Зыбин А.А., Савин А.М., Шифман Р.Г. Конструктивно-технологические и метрологические особенности разработки мощных ППМ АФАР S- и C-диапазона. С.-П.: Светлана-Электронприбор, 2016. С. 19-24.
6. Кортнев В.П., Гуськов Ю.Н. (2012) Приемопередающий модуль активной фазированной антенной решетки. <http://www.findpatent.ru/patent/233/2338306.html>.

PECULIARITIES OF THE REALIZATION OF THE TRANSCEIVER MODULE OF ACTIVE PHASED ANTENNA ARRAYS

Irina V. Chernova, MTUSI, Moscow, Russia, specialist20051@yandex.ru

Angela S. Todosheva, Joint stock company scientific research Institute of the Kulon, Moscow, Russia, todosheva83@mail.ru

Abstract

This article discusses the AFAR (active phased antenna array), used in the radar for aircraft and aircraft. The purpose of the article is to analyze the features of the implementation of the transmit-receive module of active phased antenna arrays. Methodological basis of the article: theoretical analysis, comparative and descriptive methods, as well as generalization method.

The fundamentals of the engineering-design solution for the construction of actively phased antenna arrays, its transceiver device, and the features of functioning are considered. The main design feature of the module is their installation directly into the AFAR web and the interface of the individual elements of the antenna strip with the signal conditioning units. It is noted that the main task of module is to ensure a high efficiency of AFAR in the transmission mode and simultaneous provision of a wide range of real-time applications. It is noted that the transmitting amplifier should have a greater output power than the receiving amplifier. Module aircraft AFAR most often can be placed directly on the supporting structure of the AFAR canvas with the opposite to the radiators of the side or grouped in blocks. The use of APAR with a structure in which the input incident power is connected to the output of the transmission channel, and also to provide access to energy sources. The necessity to not exceed half of the wavelength of the emitted signal when scanning the phase of the lattice step is revealed and justified. Based on the study you can use the calibration method with the help of modern measuring equipment and digital MRP control. The key features of digital production are the comprehensive exchange of information between all stages of the process, organized exclusively in digital form. The main advantage of digital production is the minimization of material resources and the time to enter the market for a new, individualized (person-oriented) product.

Keywords: active phased array antenna efficiency, design features of the transceiver module, amplitude distribution, beam pattern, power.

References

1. Verba V. (2007). *Detection of ground objects. Radar systems for detection and guidance of airborne basing*. Moscow: Radio Engineering. 360 p.
2. Abstract (2010) Improvement of the method for calculating the active phased array antenna. Retrieved from http://voianet.ucoz.ru/index/aktivnaja_fazirovannaja_antennaja_reshjotka/0-7930.
3. Berdyev V., Levitan B., Tushnov P., Shishlov A. (2016). Improving the efficiency of transmitting AFAR by controlling the output power of the channels of the transmit-receive modules. *Journal of Radio Engineering*, No. 10, pp. 88-99.
4. Voskresensky, D. (2004). *Active phased array antennas*. Ed. D.I. Voskresensky and A.I. Kanashchenkov. Moscow: Radio Engineering. 488 p.
5. Parnes Ya., Kiselev I., Komissarov A., Volkov V., Berезняк A., Vyuginov V., Grozin M., Dobrov V., Zemlyakov V., Zybin A., Savin A., Shifman R. (2016). *Structural-technological and metrological features of the development of powerful APM S-and C-band AFM*. S-P: Svetlana-Elektronpribor, pp. 19-24.
6. Kortnev V., Guskov Yu. (2012). Transceiver module of active phased array antenna. Retrieved from <http://www.findpatent.ru/patent / 233 / 2338306.html>.

Information about authors:

Irina V. Chernova, post-graduate student Department of radio communication security MTUSI, Moscow, Russia

Angela S. Todosheva, engineer of the Department № 21 Joint stock company scientific research Institute of the Kulon, Moscow, Russia

ВЛИЯНИЕ ДВУХСЛОЙНОЙ ПОДЛОЖКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН

Ястребцова Ольга Игоревна,
МТУСИ, Москва, Россия,
yastrebtsova@rambler.ru

Чебышев Вадим Васильевич,
МТУСИ, Москва, Россия,
tedia@mtuci.ru

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10129

Ключевые слова: антенны, микрополосковые антенны, поверхностные волны, многослойные среды, MIMO.

Рассматривается возможный метод решения одной из основных проблем микрополосковых антенн – возбуждение поверхностных волн. Рассматриваемый метод заключается в использовании двухслойной диэлектрической подложки вместо одного слоя диэлектрика, используемого обычно.

Приводятся полученные условия, которым должны удовлетворять параметры диэлектрических слоев для одновременного ограничения возбуждения поверхностных волн как электрического, так и магнитного типов.

Для выявления последствий перехода от однослойной подложки к двухслойной не только с точки зрения возбуждения поверхностных волн, но и с точки зрения характеристик самих микрополосковых антенн, эти условия были применены к существующей антенне. Выбранная антенна позволяет использовать ортогональные поляризации и может являться базовым элементом для создания антенн, работающих в нескольких диапазонах частот. Переход от однослойной подложки к двухслойной был осуществлен путем добавления поверх излучателя дополнительного слоя диэлектрика, параметры которого позволяют обеспечить одновременную отсечку поверхностных волн электрического и магнитного типов. При этом сохранились основные размеры исходной антенны, что представляется удобным при проектировании. В результате осуществленного перехода ключевые параметры, в том числе полоса согласования, улучшились.

Подтверждение отсутствия поверхностных волн в измененной конструкции было доказано путем нахождения S-параметров для двух излучающих элементов, расположенных на расстоянии половины длины волны друг от друга. Анализ подтвердил уменьшение взаимодействия предлагаемых элементов по сравнению со случаем двух исходных элементов. Кроме того, был определен один из параметров, характеризующий возможность использования такого элемента в составе антенной системы, работающей в режиме MIMO, – коэффициент корреляции двух излучающих элементов. В пределах рабочей полосы при использовании двухслойной подложки произошло снижение уровня корреляции.

Сравнительный анализ подтвердил положительное влияние, оказываемое на рассмотренные характеристики переходом к двухслойной подложке, что свидетельствует о целесообразности применения полученных условий отсечки поверхностных волн при проектировании микрополосковых антенн.

Информация об авторах:

Ястребцова Ольга Игоревна, магистрант кафедры ТЭДиА МТУСИ, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

Чебышев Вадим Васильевич, зав. кафедрой ТЭДиА МТУСИ, д.т.н., профессор, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

Для цитирования:

Ястребцова О.И., Чебышев В.В. Влияние двухслойной подложки на характеристики микрополосковых антенн // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №8. С. 32-37.

For citation:

Yastrebtsova O.I., Chebyshev V.V. (2018). Impact of a two-layer dielectric structure on the microstrip antenna characteristics. T-Comm, vol. 12, no.8, pp. 32-37. (in Russian)

Одним из основных факторов, который необходимо учитывать при проектировании микрополосковых антенн – это возбуждение поверхностных волн в диэлектрической подложке. Этот вопрос, несмотря на множество имеющихся исследований, до сих пор не потерял своей актуальности. Поверхностные волны негативно сказываются на коэффициенте полезного действия микрополосковой антенны, ухудшают ее частотные свойства, могут привести к деформации диаграммы направленности и, в случае микрополосковых антенных решеток, приводят к значительному взаимовлиянию элементов решетчатой структуры.

Один слой диэлектрика на проводящем экране, являющийся неотъемлемой составляющей любой микрополосковой антенны, всегда поддерживает поверхностные волны, что следует из известных [1] зависимостей замедления поверхностных волн в диэлектрике на проводящем экране от толщины слоя. На рисунке 1 приведен их вид для поверхностных волн электрического типа при двух разных диэлектрических проницаемостях слоя ($\epsilon_{r1} = 4,5$ и $2,1$ на частоте 800 МГц). Из этих зависимостей видно, что низший тип волны E_{00} возбуждается при сколь угодно тонкой подложке. Следующий тип волны, E_{20} , имеет критическую частоту и не возбуждается при подложке, толщина которой меньше некоторой величины, определяемой диэлектрической проницаемостью слоя.

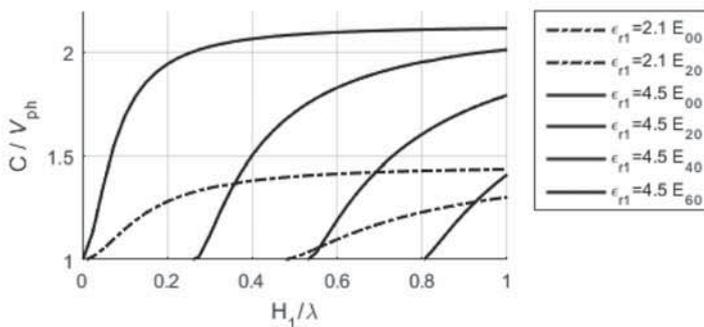


Рис. 1. Зависимости замедления поверхностных волн электрического типа в однослойной среде на проводящем экране

Рассмотрев аналогичные кривые для поверхностных волн магнитного типа, можно обнаружить, что низший тип волны, H_{00} , имеет критическую частоту, что позволяет правильным подбором диэлектрика подложки ограничиться возбуждением только одной поверхностной волны электрического типа.

Таким образом, при проектировании микрополосковой антенны приходится выбирать подложку достаточно тонкой по сравнению с длиной волны для обеспечения одноволнового режима работы для поверхностных волн.

Процесс образования поверхностных волн можно рассматривать не только путем решения однородных волновых уравнений или определения полюсов на комплексной плоскости, но и с точки зрения распространения парциальных волн согласно концепции Бриллюэна [1]. При этом поверхностная волна образуется в том случае, если парциальная плоская волна падает на границу раздела диэлектрик-воздух под углом, превышающим критический. Отсюда можно сделать вывод, что ограничение поверхностных волн должно быть связано с созданием ситуации, когда никакая парциальная волна не будет падать под критическим углом.

В одном слое диэлектрика это можно реализовать только путем использования в качестве подложки метаматериала типа DNG (double negative metamaterial), то есть композитного материала, обладающего одновременно отрицательными диэлектрической и магнитной проницаемостями.

Иным способом является использование двух слоев диэлектриков в качестве подложки (рис. 2). В литературе имеются упоминания о возможности использования такой структуры для борьбы с поверхностными волнами, так, например, в [2] приводятся результаты экспериментов при использовании воздушной прослойки между экраном щелевой антенны и ее укрытием, что можно считать частным случаем двухслойной среды. Микрополосковый излучатель в проводящем экране, если поверх нее имеется слой диэлектрика, оба возбуждают поверхностные волны как электрического, так и магнитного типов, поэтому упомянутые результаты применимы и для микрополосковых излучателей. В работах [3, 4] приведен метод численного анализа микрополосковых излучающих структур в многослойных средах и результаты его применения для тонких ленточных проводников и спиралей, согласно которым свойства излучателей улучшаются при некоторых соотношениях параметров слоев, что связано с подавлением поверхностных волн.

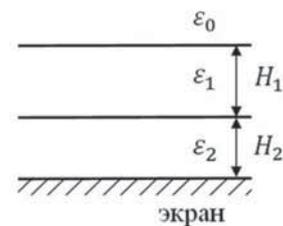


Рис. 2. Двухслойная диэлектрическая среда на проводящем экране

Учитывая это, представляется целесообразным точно определить условия, накладываемые на параметры слоев, при которых становится возможным ограничить возбуждение поверхностных волн. Для этого был выбран метод (метод решения однородного волнового уравнения с учетом граничных условий), не учитывающий топологию микрополоскового или щелевого излучателя, что позволяет в дальнейшем использовать полученные условия, не накладывая ограничений на геометрию и способ возбуждения излучателя.

В случае двухслойной среды возникает две границы разделов диэлектриков, причем проблему падения парциальной волны под критическим углом для внутренней границы легко решить, взяв верхний слой диэлектрика с большей диэлектрической проницаемостью по сравнению с нижним слоем. При этом станет невозможным возникновение критического угла для волн, отразившихся от экрана. Тогда остается обеспечить только отсутствие возбуждения поверхностных волн вдоль верхней границы. Однако при этом ситуация уже будет отличаться от случая однослойной среды из-за иной структуры волны в верхнем слое диэлектрика. Для распространения поверхностной волны теперь будет необходимо обеспечить выполнение граничных условий на проводящем экране и непрерывность тангенциальных составляющих электрических и магнитных компонент на двух границах разделов диэлектриков. Это приводит к значительному усложнению дисперсионных уравнений, на основе которых определяются возбуждаемые типы волн.

В результате решения дисперсионных уравнений, что подробно описано в работе [5], для поверхностных волн в двухслойной среде на проводящем экране были получены зависимости замедления для электрических волн (рис. 3), то есть отношение скорости света в воздухе к фазовой скорости поверхностной волны. На рисунке 3 приведена зависимость замедления от толщины нижнего диэлектрического слоя при $\epsilon_{r1} = 6$, $\epsilon_{r2} = 4$ и $H_1 = 0,02\lambda$.

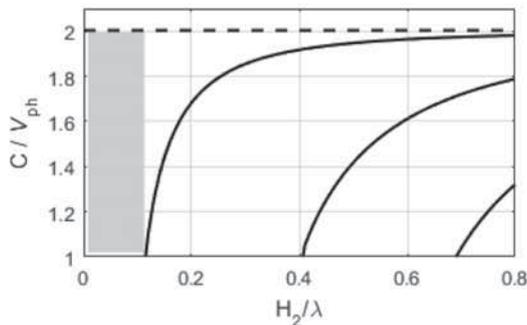


Рис. 3. Зависимости замедления поверхностных волн электрического типа в двухслойной среде от толщины нижнего слоя

Каждая линия на этих графиках соответствует, как и на рис. 1 для однослойной среды, одному типу волны. Серым цветом выделена область, в которой происходит отсечка поверхностных волн. Аналогичным образом можно построить зависимости замедления для магнитных поверхностных волн в двухслойной среде, там также существуют зоны отсечки.

Анализ возможных условий одновременной отсечки поверхностных волн электрического и магнитного типов приводит к четырем приведенным в табл. 1 ограничительным условиям на толщины слоев при любом целом n .

Для подтверждения полученных условий отсечки было проведено сравнение характеристик микрополосковой антенны с однослойной подложкой с характеристиками той же антенны при переходе к двухслойной подложке. В качестве исходной антенны был выбран вариант микрополосковой антенны из патента [6] (рис. 4). Антенна представляет собой питаемый перекрещенными щелями квадратный излучатель, сами щели возбуждаются микрополосковыми линиями, расположенными ниже металлического экрана.

Такая конструкция может применяться как основа для создания антенн, позволяющих работать с ортогональными поляризациями в нескольких диапазонах частот. Применяется она, в том числе, и в подвижной связи, где ее используют как элемент антенной решетки базовой станции для работы с наклонными поляризациями [7].

Таблица 1

Ограничения, накладываемые на толщины слоев двухслойной структуры, для получения отсечки поверхностных волн

Ограничения, накладываемые на толщины слоев двухслойной структуры	
$\max \left\{ \frac{\pi n}{\sqrt{k_1^2 - k_0^2}}; \frac{\pi n}{\sqrt{k_1^2 - k_2^2}} \right\} < H_1 < \frac{\pi(n+1)}{\max \left\{ \sqrt{k_1^2 - k_0^2}; \sqrt{k_1^2 - k_2^2} \right\}}$	
$H_2 < \frac{\pi}{2\sqrt{k_2^2 - k_0^2}} \frac{\epsilon_2 \sqrt{k_1^2 - k_0^2}}{\epsilon_1 \sqrt{k_2^2 - k_0^2}} > \text{tg} \left(H_1 \sqrt{k_1^2 - k_0^2} \right) \text{tg} \left(H_2 \sqrt{k_2^2 - k_0^2} \right)$	$\frac{\mu_1 \sqrt{k_2^2 - k_0^2}}{\mu_2 \sqrt{k_1^2 - k_0^2}} > - \frac{\text{ctg} \left(H_1 \sqrt{k_1^2 - k_0^2} \right)}{\text{ctg} \left(H_2 \sqrt{k_2^2 - k_0^2} \right)}$
$\max \left\{ \frac{\pi n}{\sqrt{k_1^2 - k_0^2}}; \frac{\pi(2n+1)}{2\sqrt{k_1^2 - k_2^2}} \right\} < H_1 < \frac{\pi(n+1)}{\max \left\{ \sqrt{k_1^2 - k_0^2}; \sqrt{k_1^2 - k_2^2} \right\}} \quad H_2 < \min \left\{ \frac{\pi}{2\sqrt{k_2^2 - k_0^2}}; - \frac{\mu_1 \text{tg} \left(H_1 \sqrt{k_1^2 - k_2^2} \right)}{\mu_2 \sqrt{k_1^2 - k_2^2}} \right\}$	
$\max \left\{ \frac{\pi n}{\sqrt{k_1^2 - k_0^2}}; \frac{\pi(2n+1)}{2\sqrt{k_1^2 - k_2^2}} \right\} < H_1 < \frac{\pi(n+1)}{\max \left\{ \sqrt{k_1^2 - k_0^2}; \sqrt{k_1^2 - k_2^2} \right\}} \quad \frac{\pi}{\sqrt{k_2^2 - k_0^2}} < H_2 < \min \left\{ \frac{3\pi}{2\sqrt{k_2^2 - k_0^2}}; - \frac{\mu_1 \text{tg} \left(H_1 \sqrt{k_1^2 - k_2^2} \right)}{\mu_2 \sqrt{k_1^2 - k_2^2}} \right\}$	
$\frac{\epsilon_2 \sqrt{k_1^2 - k_0^2}}{\epsilon_1 \sqrt{k_2^2 - k_0^2}} > \text{tg} \left(H_1 \sqrt{k_1^2 - k_0^2} \right) \text{tg} \left(H_2 \sqrt{k_2^2 - k_0^2} \right)$	$\frac{\mu_1 \sqrt{k_2^2 - k_0^2}}{\mu_2 \sqrt{k_1^2 - k_0^2}} > - \frac{\text{ctg} \left(H_1 \sqrt{k_1^2 - k_0^2} \right)}{\text{ctg} \left(H_2 \sqrt{k_2^2 - k_0^2} \right)}$
$\max \left\{ \frac{\pi(n+1)}{\sqrt{k_1^2 - k_0^2}}; \frac{\pi(2n+1)}{2\sqrt{k_1^2 - k_2^2}} \right\} < H_1 < \min \left\{ \frac{\pi(n+2)}{\sqrt{k_1^2 - k_0^2}}; \frac{\pi(n+1)}{\sqrt{k_1^2 - k_2^2}} \right\} \quad H_2 < \min \left\{ \frac{\pi}{2\sqrt{k_2^2 - k_0^2}}; - \frac{\mu_1 \text{tg} \left(H_1 \sqrt{k_1^2 - k_2^2} \right)}{\mu_2 \sqrt{k_1^2 - k_2^2}} \right\}$	
$\frac{\epsilon_2 \sqrt{k_1^2 - k_0^2}}{\epsilon_1 \sqrt{k_2^2 - k_0^2}} > \text{tg} \left(H_1 \sqrt{k_1^2 - k_0^2} \right) \text{tg} \left(H_2 \sqrt{k_2^2 - k_0^2} \right)$	$\frac{\mu_1 \sqrt{k_2^2 - k_0^2}}{\mu_2 \sqrt{k_1^2 - k_0^2}} > - \frac{\text{ctg} \left(H_1 \sqrt{k_1^2 - k_0^2} \right)}{\text{ctg} \left(H_2 \sqrt{k_2^2 - k_0^2} \right)}$

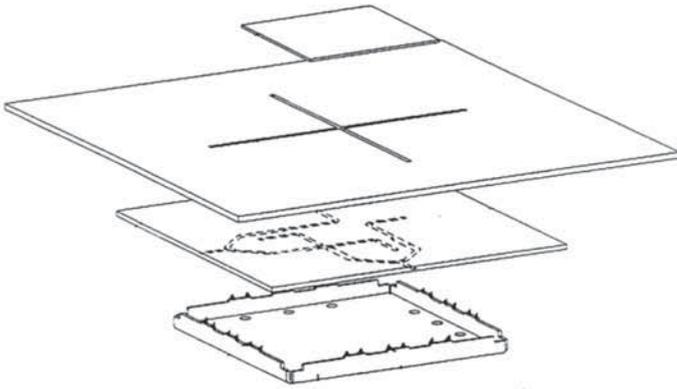


Рис. 4. Микрополосковая антенна, возбуждаемая перекрещенными щелями

В качестве диэлектрика над экраном изначально предлагалось использовать материал с диэлектрической проницаемостью в пределах $\epsilon_r = 1,04 \div 1,1$, то есть близкой к диэлектрической проницаемости воздуха. Микрополосковые линии размещены на диэлектрической подложке с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 2,4 \div 2,65$.

Параметры двухслойной среды для модификации антенны были выбраны в соответствии с первой строкой Таблицы 1, что позволяет получить одновременную отсечку электрических и магнитных поверхностных волн. Диэлектрик для верхнего слоя (расположенный поверх излучателя) был взят с относительной диэлектрической проницаемостью 2.1, нижний слой был оставлен прежним, т.е. с диэлектрической проницаемостью порядка 1.1. Оставлена прежней была также его толщина, а толщина верхнего слоя была выбрана с учетом условий отсечки.

Для согласования измененной конструкции антенны оказалось достаточным только несколько уменьшить размер излучателя, все остальные размеры были оставлены прежними, в том числе геометрия возбуждающих микрополосковых линий, форма которых достаточно сложна. Это полностью согласуется с положением, что микрополосковые антенны, возбуждаемые щелями, оптимизируются выше и ниже экрана независимо.

На рисунке 5 приведены коэффициент стоячей волны (КСВ) антенны с дополнительным слоем диэлектрика, а также ее диаграмма направленности. Рабочая полоса оказалась равной 770-920 МГц, в то время как у исходной антенны она составляла 800-910 МГц. Улучшилась также и развязка по поляризации: с 25 до 32 дБ.

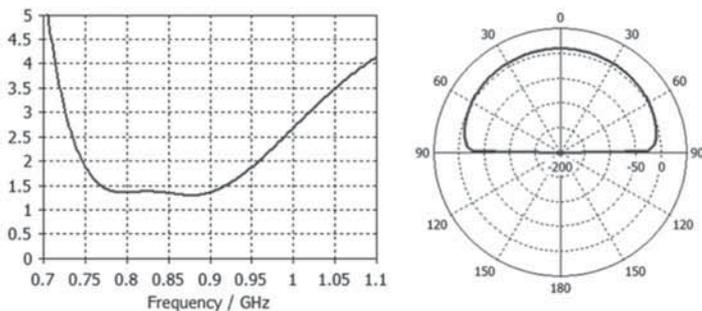


Рис. 5. КСВ и диаграмма направленности антенны с дополнительным слоем диэлектрика

Одним из вариантов применения такой микрополосковой антенны является ее использование в качестве элемента антенной решетки, когда особое внимание следует обращать на влияние излучателей друг на друга. Поэтому для определения того, отсутствуют ли поверхностные волны в измененной конструкции, было определено взаимодействие двух элементов одной поляризации, расположенных на полуволновом расстоянии друг от друга. На рисунке 6 представлены S-параметры для одного из элементов в присутствии второго для исходной конструкции и измененной конструкции с дополнительным слоем диэлектрика. На рисунке рабочая полоса одного элемента исходной конструкции отмечена стрелкой.

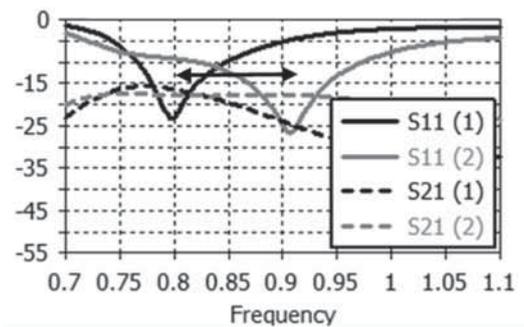


Рис. 6. S-параметры для двух вариантов: элементы исходной конструкции (кривые 1) и элементы с дополнительным слоем диэлектрика (кривые 2)

Видно, что взаимодействие элементов приводит к сдвигу полосы согласования, причем, хотя сдвиг полосы происходит и в случае с дополнительным слоем, однако он оказывается заметно меньшим по сравнению с исходной конструкцией. При добавлении дополнительного слоя максимальное значение коэффициента отражения (параметр S_{11}) стало доходить в рабочей полосе до -9 дБ, тогда как для исходного варианта оно доходит до -4 дБ. По параметру S_{21} выигрыш получается только в нижней части рабочей полосы.

Рисунок 6 также свидетельствует о том, что взаимодействие элементов приводит к улучшению S-параметров в различной степени, поэтому иногда оцениваются характеристики, одновременно зависящие и от согласования (параметры S_{11} и S_{22}), и от коэффициента передачи между соседними элементами (параметры S_{21} и S_{12}). В случае систем, в которых применяется технология ММО, таким общим параметром является коэффициент корреляции, характеризующий корреляцию диаграмм направленности двух антенн. Он может рассчитываться двумя способами [8]: на основе диаграмм направленности (формула (1)) и на основе S-параметров (формула (2)).

$$\rho = \frac{\iint_{4\pi} \overline{G}_1 \overline{G}_2^* d\Omega}{\sqrt{\iint_{4\pi} \overline{G}_1 \overline{G}_2^* d\Omega \iint_{4\pi} \overline{G}_1 \overline{G}_2^* d\Omega}}, \quad (1)$$

где \overline{G}_1 и \overline{G}_2 – векторные комплексные нормированные характеристики направленности в дальней зоне для первого и второго элемента соответственно.

$$\rho = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (2)$$

Представляется более удобным использовать определение на основе S-параметров. Результаты расчета по этой методике, то есть по формуле (2), приведены на рис. 7 для двух рассмотренных вариантов антенны.

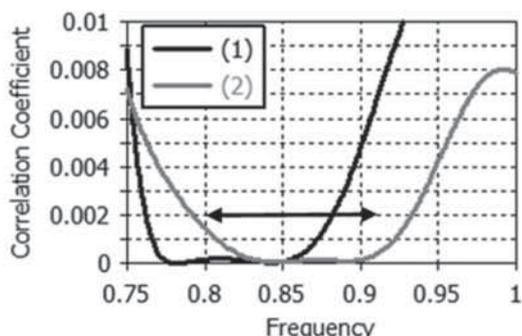


Рис. 7. Коэффициент корреляции для двух вариантов антенны: элементы исходной конструкции (кривые 1) и элементы с дополнительным слоем диэлектрика (кривые 2)

Видно, что добавление слоя привело в пределах рабочей полосы к значительному уменьшению коэффициента корреляции.

Основной характеристикой систем связи является зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум. На рисунке 8 приведены результаты расчета для четырех случаев: черной пунктирной линией – одна антенна, черной сплошной линией – две некоррелированные антенны, сплошной серой линией – две антенны исходной конструкции и пунктирная серая линия – две антенны с дополнительным диэлектрическим слоем. На рисунке также приведены значения коэффициентов корреляции, использованные при расчетах, причем были взяты наихудшие значения в рабочей полосе. Рассматривался канал с релейскими замираниями при алгоритме приема, основанном на выборе наилучшего канала, формулы взяты из [10].

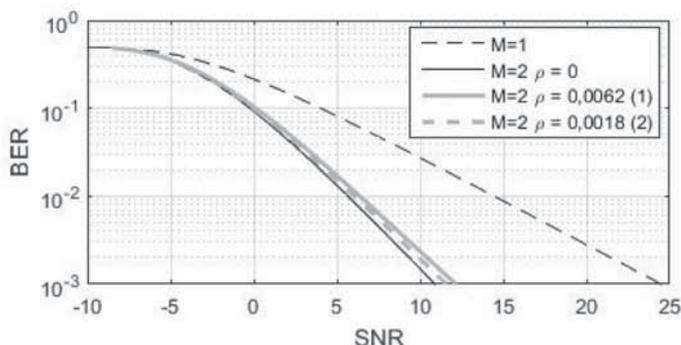


Рис. 8. Вероятность ошибки от отношения сигнал/шум для одной антенны, двух некоррелированных антенн и двух рассмотренных вариантов конструкций микрополосковой антенны

Видно, что наличие корреляции между двумя излучающими элементами ухудшает качество принимаемого сигнала относительно идеального случая двух некоррелированных антенн, однако случай с использованием дополнительного слоя диэлектрика позволяет приблизиться к этому идеальному случаю.

Полученные результаты свидетельствуют о положительном влиянии, оказываемом добавлением дополнительного слоя диэлектрика, параметры которого позволяют получить двухслойную среду, удовлетворяющую условиям одновременной отсечки электрических и магнитных поверхностных волн. Это привело к уменьшению взаимовлияния двух излучающих элементов, что было оценено не только на основе S-параметров, но и с точки зрения возможности применения такой антенны для систем с технологией ММО.

Для этого было проведено сравнение коэффициентов корреляции исходной антенны и антенны с дополнительным слоем, а также определен выигрыш в отношении сигнал/шум при переходе к использованию двухслойной подложки. Также следует обратить внимание на то, что в конструкции антенны были внесены минимальные изменения, заключающиеся только в изменении размера излучателя и появлении самого дополнительного слоя диэлектрика, что удобно при проектировании.

Таким образом, в статье приводятся условия одновременной отсечки поверхностных волн электрического и магнитного типов, полученные путем решения электродинамической задачи для двухслойной диэлектрической среды на проводящем экране, а также подтверждается улучшение основных параметров одного из типов микрополосковых антенн при переходе к двухслойной подложке с соответствующим образом подобранными параметрами.

Литература

1. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные поля и волны. М.: Радио и связь, 1988. 442 с.
2. Красюк В.Н. Антенны СВЧ с диэлектрическими покрытиями. Ленинград: Судостроение, 1986. 164 с.
3. Чебышев В.В. Микрополосковые антенны в многослойных средах. М.: Радиотехника, 2007. 159 с.
4. Чебышев В.В. Основы проектирования микрополосковых антенн методом интегральных уравнений // Антенны. 2015. №1(212). С. 3-8.
5. Ястребцова О.И. Электродинамический анализ волн в направляющих многослойных структурах // Антенны. 2016. №12. С. 22-32.
6. Патент SE 9704642-9. 1997.
7. Godara L.C. Handbook on Antennas in Wireless Communications. CRC Press, 2002. 889 p.
8. Blanch S., Romeu J., Corbella I. Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description // Electronics Letters. 2003. V. 39. No. 9. pp. 705-707.
9. Kildal S., Rosengren K. Correlation and Capacity of MIMO Systems and Mutual Coupling, Radiation Efficiency, and Diversity Gain of Their Antennas: Simulations and Measurements in a Reverberation Chamber // IEEE Communications Magazine. December 2004. pp. 104-112.
10. Schwartz M., Bennett W. R., Stein S. Communication System and Techniques. New York, McGraw-Hill, 1965. 618 p.

IMPACT OF A TWO-LAYER DIELECTRIC STRUCTURE ON THE MICROSTRIP ANTENNA CHARACTERISTICS

Olga I. Yastrebtsova, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, yastrebtsova@rambler.ru
Vadim V. Chebyshev, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia, tedia@mtuci.ru

Abstract

The article considers a possible method of solving one of the major problems of microstrip antennas which is the excitation of surface waves. The considered method is the use of a two-layer dielectric substrate instead of one dielectric layer used usually.

The obtained conditions to be met by the parameters of the dielectric layers to limit the surface wave excitation both of the electric and the magnetic types are given.

To determine the consequences of the transition from a single-layer substrate to a two-layer substrate, not only from the point of view of the surface wave excitation, but also from the point of view of the microstrip antenna characteristics itself, these conditions were applied to the existing antenna. The selected antenna allows to use orthogonal polarizations and can be a basic element for designing antennas operating in several frequency bands. The transition from a single-layer substrate to a two-layer substrate was accomplished by adding an additional dielectric layer over the radiator; parameters of this layer allow simultaneous cut-off of surface waves of electric and magnetic types. In this case the basic dimensions of the original antenna were kept what is convenient for designing. As a result of the transition the key parameters including the matched band were improved.

Confirmation of the absence of the surface waves in the modified structure was proved by finding the S-parameters for two radiating elements located at a distance of half a wavelength from each other. The analysis confirmed the decrease of coupling of the proposed elements in comparison with the case of the two original elements. In addition one of the parameters characterizing the possibility of using such an element in the antenna system operating in MIMO mode was determined which is a correlation coefficient of the two radiating elements. Within the working band, when a two-layer substrate was used, the correlation level was decreased.

Comparative analysis confirms the positive influence exerted by a two-layer substrate on the considered characteristics, indicating the appropriateness of applying the obtained surface wave cut-off conditions in the microstrip antenna design.

Keywords: antennas, microstrip antennas, surface waves, multilayer structures, MIMO.

References

1. Vajnshtejn L.A. (1988). *Electromagnetic fields and waves*. Moscow: Radio i svyaz. 442 p.
2. Krasnyuk V.N. (1986). *Microwave antennas with dielectric coatings*. Leningrad: Sudostroenie. 164 p.
3. Chebyshev V.V. (2007). *Microstrip antennas in multilayer structures*. Moscow: Radiotekhnika. 159 p.
4. Chebyshev V.V. (2015). Fundamentals of designing microstrip antennas by the method of integral equations. *Antenny*. No.1(212). pp. 3-8.
5. Yastrebtsova O.I. (2016). Electrodynamic analysis of waves in guiding multilayer structures. *Antenny*. No.12. pp. 22-32.
6. Patent SE 9704642-9. 1997.
7. Godara L.C. (2002). *Handbook on Antennas in Wireless Communications*. CRC Press. 889 p.
8. Blanch S., Romeu J., Corbella I. (2003). Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description. *Electronics Letters*. V. 39. No. 9. pp. 705-707.
9. Kildal S., Rosengren K. (2004). Correlation and Capacity of MIMO Systems and Mutual Coupling, Radiation Efficiency, and Diversity Gain of Their Antennas: Simulations and Measurements in a Reverberation Chamber. *IEEE Communications Magazine*. December 2004. pp. 104-112.
10. Schwartz M., Bennett W. R., Stein S. (1965). *Communication System and Techniques*. New York, McGraw-Hill. 618 p.

Information about authors:

Olga I. Yastrebtsova, Moscow Technical University of Communications and Informatics, master, Moscow, Russia

Vadim V. Chebyshev, doctor of technical sciences, professor of Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia

РАЗРАБОТКА ПАКЕТА ПРИКЛАДНЫХ ПРОГРАММ ДЛЯ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И ОПТИМИЗАЦИИ ПРОЦЕССОВ ПЕРЕДАЧИ И ПРИЕМА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10130

Мазуренко Дмитрий Константинович,
ФГУП ЦНИИС, Москва, Россия,
dm.ma2010@yandex.ru

Ключевые слова: система связи, математическое моделирование, оптимизация процессов, объектно-ориентированное программирование, многоуровневое программирование.

Рассматриваются результаты работы по созданию программы "Моделирование Telecom" [5], построенной на основе технологии объектно-ориентированного многоуровневого программирования, которая предназначена для анализа и оптимизации процессов передачи и приема сигналов с учетом методов кодирования, сред передачи и возможных помех. С помощью численного математического моделирования процессов, в частотной или временной области, рассчитываются: среднеквадратические значения помех, шум, вероятность ошибки, раскрыв глаз-диаграммы на входе решающего устройства, параметры оптимального приемного фильтра (корректирующего усилителя). Данная программа также позволяет рассчитывать распределение плотности вероятности помех, корреляционные функции и энергетические спектры, используемых кодов. Многоуровневое программирование в программе "Моделирование Telecom" определяется наличием формирующих и вычислительных программ. Каждая формирующая программа взаимодействует со своей библиотекой через соответствующие файлы ввода информации. В этих файлах записаны формализованные блоки входных данных, описывающие свойства моделей объектов. Массивы выходных данных, представленные в виде матриц соответствующих размеров, используются далее вычислительными программами в качестве входных данных и в процессе их взаимодействия между собой. Вычислительные программы имеют два типа данных собственные и полученные от формирующих программ или других вычислительных программ. Размеры матриц для поля данных, полученных от формирующих программ или других вычислительных программ, стандартизированы по размеру. Однако этот размер, при необходимости, может быть изменен пользователем.

Область применения: для научных исследований при разработке аппаратуры средств связи, а также анализа и оптимизации электромагнитного влияния и зон покрытия сотовых сетей операторов связи, участков регенерации сетей операторов проводной связи.
Тип реализующей ЭВМ: IBM PC.

Язык программирования: C++ для Window (Borland C++Builder 6.0). Вид и версия операционной системы: Windows XP/ 7. Объем программы для ЭВМ: 6 Мбайт.

Информация об авторе:

Мазуренко Дмитрий Константинович, начальник отдела, к.т.н., Федеральное государственное унитарное предприятие Центральный научно-исследовательский институт связи (ФГУП ЦНИИС), Москва, Россия

Для цитирования:

Мазуренко Д.К. Разработка пакета прикладных программ для математического моделирования и оптимизации процессов передачи и приема сигналов в системах связи // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №8. С. 38-43.

For citation:

Mazurenko D.K. (2018). The development of a package of applied programs for mathematical modeling and optimization of processes of transmitting and receiving signals in communication systems. *T-Comm*, vol. 12, no.8, pp. 38-43. (in Russian)

1. Структура функциональной модели и ее основные элементы

На рисунке 1 приведена функциональная модель канала связи, которая позволяет проводить анализ и оптимизацию процессов передачи и приема сигналов с учетом методов кодирования, сред передачи и возможных помех. Данная функциональная модель также предоставляет возможность рассчитывать распределение плотности вероятности помех, корреляционные функции и энергетические спектры, используемых кодов.

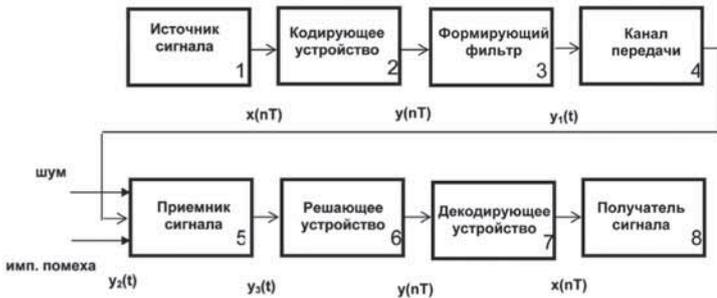


Рис. 1. Функциональная модель канала связи

В соответствии с представленной на рис. 1 функциональной моделью канала связи разработана программа «Моделирование Telecom». Программа «Моделирование Telecom» позволяет с помощью численного математического моделирования процессов, в частотной или временной области, рассчитать: среднеквадратические значения помех, шум, вероятность ошибки, раскрыв глаз-диаграммы на входе решающего устройства, параметры оптимального приемного фильтра (корректирующего усилителя). Программа «Моделирование Telecom» построена на основе технологии объектно-ориентированного многоуровневого программирования. Многоуровневое программирование определяется наличием формирующих и вычислительных программ.

В таблицах 1, 2 и 3 представлена ее структура. В таблице 1 приведена библиотека объектно-ориентированных моделей для формирующих программ. Объекты библиотеки моделей описываются с помощью соответствующих атрибутов. Таким образом, объекты, входящие в одну библиотеку описываются с помощью однотипных атрибутов, отличающихся только значением поля данных или, как это предусмотрено для библиотеки вероятностных автоматов (ВА), также и размерностью этого поля данных. Объекты библиотеки ВА описываются матрицей алфавита выходных символов $BA - [A_{ij}]$ и матрице условных вероятностей перехода $BA - [P_{ij}]$. Объекты других библиотек описываются с помощью модуля амплитудно-частотной характеристики АЧХ и фазочастотной характеристикой ФЧХ.

В таблице 2 описывается взаимодействие библиотек и формирующих программ. Библиотеки моделей объектов могут, без каких либо ограничений на их число, пополняться новыми объектами. При этом также и поле входных данных для атрибутов, описывающих эти объекты, не имеет ограничений на размеры поля данных. Каждая формирующая программа взаимодействует со своей библиотекой через соответствующие файлы ввода информации.

Таблица 1

Библиотека объектно-ориентированных моделей

Атрибуты объектов	Библиотеки моделей объектов (данные)
Матрица алфавита выходных символов ВА – $[A_{ij}]$ Матрица условных вероятностей перехода ВА – $[P_{ij}]$	Вероятностных автоматов (ВА)
Амплитудно-частотная характеристика ИП – $ P(i\omega) $ Фазо- частотная характеристика ИП – $\varphi(\omega)$	Импульсных помех (ИП)
Амплитудно-частотная характеристика СП – $ F(i\omega) $ Фазо- частотная характеристика СП – $\varphi(\omega)$	Сред передачи (СП)
Амплитудно-частотная характеристика КП – $ H(i\omega) $ Фазо- частотная характеристика КП – $\varphi(\omega)$	Каналов передачи с нулевой межсимвольной помехой (КП)
Амплитудно-частотная характеристика КУ – $ K(i\omega) $ Фазо- частотная характеристика КУ – $\varphi(\omega)$	Приемных устройств (корректирующих усилителей) (КУ)
Амплитудно-частотная характеристика ФС – $ S(i\omega) $ Фазо- частотная характеристика ФС – $\varphi(\omega)$	Формирователей импульсных сигналов (ФС)

Таблица 2

Взаимодействие библиотек и формирующих программ

Программы	Библиотеки моделей объектов (данные)					
	ВА	ИП	СП	КП	КУ	ФС
Энергетический спектр $G(\omega)$	X					
Амплитудно-частотная характеристика ИП – $ P(i\omega) $ Фазо-частотная характеристика ИП – $\varphi(\omega)$		X				
Амплитудно-частотная характеристика СП – $ F(i\omega) $ Фазо-частотная характеристика СП – $\varphi(\omega)$			X			
Амплитудно-частотная характеристика КП – $ H(i\omega) $ Фазо-частотная характеристика КП – $\varphi(\omega)$				X		
Амплитудно-частотная характеристика КУ – $ K(i\omega) $ Фазо-частотная характеристика КУ – $\varphi(\omega)$					X	
Амплитудно-частотная характеристика ФС – $ S(i\omega) $ Фазо-частотная характеристика ФС – $\varphi(\omega)$						X

В этих файлах записаны формализованные блоки входных данных, описывающие свойства моделей объектов. Файлы имеют различающиеся имена, однако, при взаимодействии с соответствующей формирующей программой, создающей массивы выходных данных, используемых в последующих вычислениях вычислительными программами, пользователем должно быть присвоено типовое для данной программы имя. Массивы выходных данных, представленные в виде матриц соответствующих размеров, используются далее вычислительными программами в качестве входных данных и в процессе их взаимодействия между собой.

Вычислительные программы имеют два типа данных собственные и полученные от формирующих программ или других вычислительных программ. Размеры матриц для поля данных, полученных от формирующих программ или других вычислительных программ, стандартизированы по размеру. Однако этот размер, при необходимости, может быть изменен пользователем. Размеры матриц определены в поле собственных входных данных вычислительных программ, причем и в этом случае не имеется ограничений на размеры собственного поля данных. Входные данные собственного поля данных для каждой вычислительной программы записаны в файлах, имеющих соответствующие типовые имена.

В таблице 3 описывается взаимодействие программ. Каждой программе присвоен соответствующий ранг. Взаимодействие программ в процессе работы осуществляется с учетом их ранжирования.

Таблица 3

Взаимодействие программ

Ранг	Программы	Взаимодействие программ				
		1	2	3	4	5
0	Энергетический спектр $G(\omega)$		X	X		
0	Характеристика ИП – $P(i\omega), \varphi(\omega)$			X		
0	Характеристика СП – $F(i\omega), \varphi(\omega)$	X				X
0	Характеристика КП – $H(i\omega), \varphi(\omega)$	X				
1	Характеристика КУ – $K(i\omega), \varphi(\omega)$	X	X	X		
0	Характеристика ФС – $S(i\omega), \varphi(\omega)$				X	X
2	Дисперсия шума – $\delta_{ш}$		X		X	
3	Дисперсия помехи – $\delta_{п}$			X	X	
4	Расчет вероятности ошибки – $P_{ош}$				X	
5	Оптимизация КУ					X

На рисунке 2 представлена панель задач программы «Моделирование Telecomm». Меню поля панели задач представлено в виде иконок и кнопок. С помощью иконы «Конфигурация» осуществляется выбор соответствующих формирующих программ.

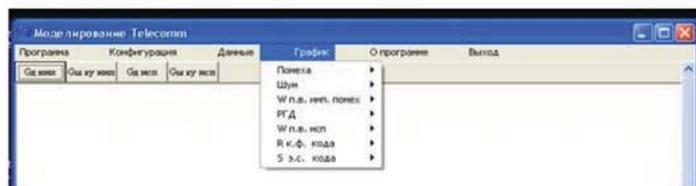


Рис. 2 Панель задач программы «Моделирование Telecomm»

С помощью иконы «Программа» осуществляется выбор соответствующих вычислительных программ. В меню поля панели задач имеются также кнопки, которые обеспечивают вычисление необходимых дополнительных данных, используемых в дальнейшем вычислительными программами. Вывод результатов расчета и графиков как формирующих, так и вычислительных программ осуществляется на экран, который с этой целью разделен на два поля. Данные, в одно из полей экрана, выводятся в виде массива сформированных данных, полученных из файла численных данных, сформированных программой.

Вывод графиков на экран осуществляется из соответствующего файла графических данных, где этот график был записан программой в виде символического массива данных. Для масштабированного вывода графиков во входных данных формирующих и вычислительных программ предусмотрено соответствующее поле данных. Кроме вывода результатов расчета формирующих и вычислительных программ на экран, более подробные данные результатов выводятся в соответствующий файл. В этом файле отражены входные данные, использованные программой при расчетах, графики результатов расчета, данные результатов расчета в виде матричных массивов и отдельных данных. Таким образом, осуществляется формирование экспресс отчета по результатам моделирования отдельных задач.

В программе «Моделирование Telecomm» предусмотрен также вывод графиков, используя возможности, которые предоставляет C++Builder программисту для работы с графикой. Вывод графика на поверхности графических форм программы «Моделирование Telecomm», сформированного из графических примитивов, осуществляется на экран с помощью иконы «Графика». Иконы «Данные» используются для редактирования входных данных файлов формирующих и вычислительных программ, а также для присвоения типовых названий этим файлам.

2. Расчет энергетического спектра сигнала

Процесс кодирования сигнала может быть представлен в виде ВА с N – начальными состояниями Q_i , который задается с помощью матриц входных $-B_{ij}$ и выходных $-A_{ij}$ символов ВА, а также матрицей условных вероятностей перехода P_{ij} . ВА может быть определен следующим выражением [3]:

$$A = \{ [B_{ij}], [A_{ij}], [P_{ij}], Q_i \}$$

Выражение A должно удовлетворять следующим условиям:

$$\sum_i P_{ij} = 1, P_{ij} \geq 0, \sum_i Q_i = 1$$

Матрица вероятностей переходов P_{ij} задается в виде регулярной стохастической матрицы, для которой выполняется соотношение:

$$\lim_{m \rightarrow \infty} [P_{ij}]^m = Q_i$$

Корреляционная функция ВА, в свою очередь, может быть представлена следующим выражением:

$$R(l) = \sum_{i=1}^N Q_i \left[\sum_{j=1}^N P_{ij} A_{ij} \left(\sum_{l=1}^N P_{jl} A_{jl} \right) \right]$$

$$R(0) = \sum_{i=1}^N Q_i \left(\sum_{j=1}^N P_{ij} A_{ij}^2 \right)$$

$$R(n+1) = \sum_{i=1}^N Q_i \left\{ \sum_{j=1}^N P_{ij} A_{ij} \left[\sum_{k=1}^N P_{jk}^n \left(\sum_{l=1}^N P_{kl} A_{kl} \right) \right] \right\}$$

где $|n| = 1, 2, \dots$, а ее энергетический спектр выражением:

$$G(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} R(n) * \cos \omega n T$$

Следует отметить, что ВА, описывающий процесс кодирования можно представить в виде соответствующего графа, описывающего процесс с помощью матриц входных и выходных символов алфавита, матрицей условных вероятностей перехода, а также вектором начальных состояний.

Представление процесса кодирования с помощью соответствующего графа возможно как для блочных методов кодирования, так и для парциальных методов кодирования. Под парциальными методами кодирования подразумевается кодирование сигнала, которое может быть описано в виде фильтрации сигнала цифровым фильтром с конечной импульсной характеристикой. Следует отметить, что спектр выходного сигнала для парциального метода кодирования может быть определен с помощью аналитического выражения. На рисунке 3 представлен граф ВА для кода АМІ (Alternative Mark Inversion), а на рис. 4 для кода MDBH (Modified Duobinary Signal).

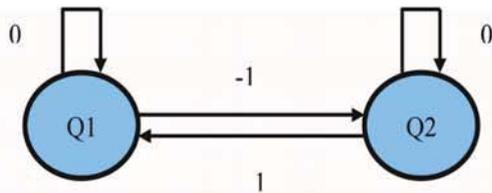


Рис. 3 Граф ВА кода АМІ

Оба из представленных на рис. 3 и рис. 4 методов кодирования относятся к парциальным видам кодирования. Аналитическое выражение для энергетического спектра выходного сигнала, полученное в результате кодирования сигнала кодом АМІ, может быть представлено в виде выражения:

$$G(\omega) = \sin^2 \omega T / 2,$$

а аналитическое выражение для энергетического спектра выходного сигнала, полученное в результате кодирования сигнала кодом MDBH, выражением:

$$G(\omega) = \sin^2 \omega T.$$

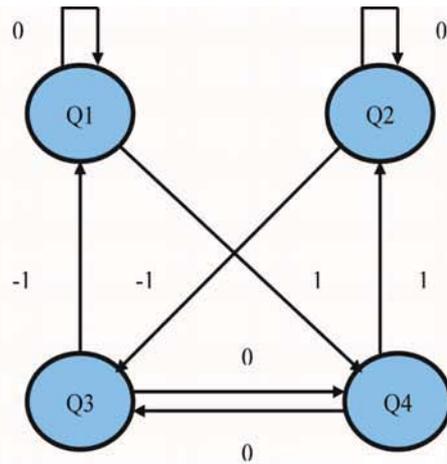


Рис. 4. Граф ВА кода MDBH

На рисунке 5 приведен расчет энергетического спектра кода MDBH, полученный в результате расчета с помощью программы «Моделирование Telecomm» по методике, описанной в данном разделе, то есть с помощью описания процесса кодирования в виде графа ВА при равновероятном появлении входных символов 0 и 1.

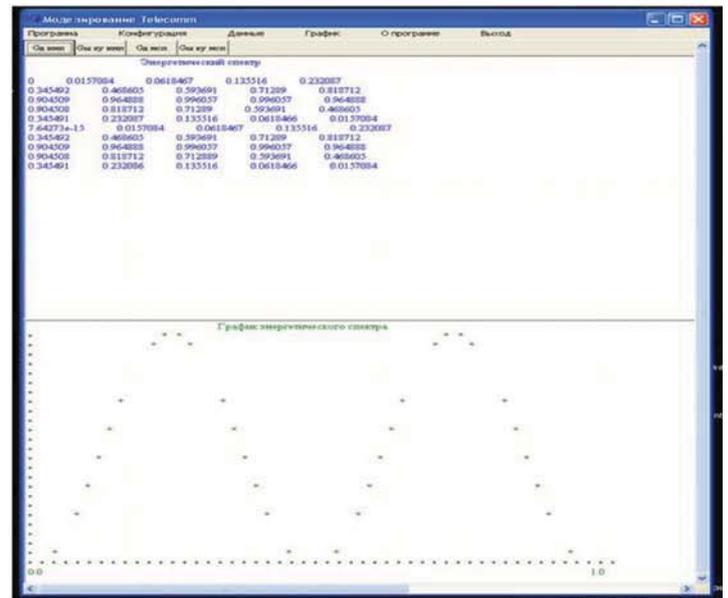


Рис. 5. Расчет энергетического спектра кода MDBH

Если представить функцию $\sin^2 \omega T$ в виде графика и сравнить ее численные значения с результатами, приведенными на рис. 5, то результат, как это следует из рис. 5, идентичен.

3. Расчет вероятности ошибки при приеме сигнала в присутствии помех

Будем считать, что закон плотности вероятности (ПВ) импульсной помехи, являющийся воздействием случайного процесса ξ_i^1 , от i -влияющих систем передачи неизвестен. Однако известно, что он является усеченным на конечном интервале. Тогда в соответствии с центральной предельной теоремой одномерная ПВ переходной помехи, полученная в

результате ее суммирования от i -влияющих систем передачи, аппроксимируется усеченным нормальным законом распределения [2, 4]:

$$W(\xi^i) = \begin{cases} 1/[(2\pi)^{1/2} * \sigma_{\xi^i} * N_H] * \exp\{- (\xi^i)^2 / 2 * (\sigma_{\xi^i})^2\} & \xi^i \leq (\xi_{\max})^i \\ 0 & \xi^i > (\xi_{\max})^i \end{cases}$$

где $(\xi_{\max})^i$ – максимальное значение импульсной помехи; σ_{ξ^i} – дисперсия импульсной помехи; N_H – нормирующий коэффициент $N_H = \text{erfc}\{(\xi_{\max})^i / (2^{1/2} * \sigma_{\xi^i})\}$. В результате вероятность ошибки сигнала на приеме при воздействии импульсной помехи будет определяться следующим выражением:

$$P_{\text{ош}} = 1/2 * \sum_{k=1}^K P_i * \int_{\zeta^{\min}}^{\zeta^{\max}} W(\zeta^i) * \text{erfc}\{(S_k - \zeta^i) / (2^{1/2} * \sigma_m)\} d\zeta^i$$

где $W(\xi^i)$ – закон распределения плотности вероятности импульсной помехи; σ_m – дисперсия шума; $\text{erfc}\{\}$ – дополнительная функция ошибок; K – число уровней сигнала.

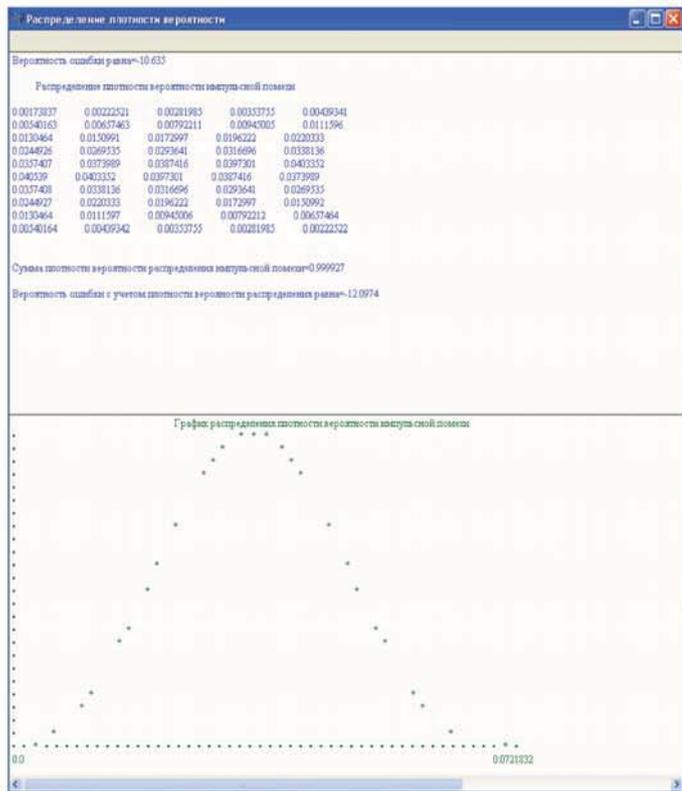


Рис. 6 Расчет распределения плотности вероятности импульсной помехи

На рисунке 6 приведен результат расчета распределения ПВ импульсной помехи, при этом расчет вероятности ошибки приема сигнала с учетом закона распределения и расчет вероятности ошибки приема сигнала по максимальному значению, как следует из поля данных, приведенных в верхней части рис. 6, отличается на два порядка от 10^{-10} до 10^{-12} .

Таким образом, учет закона распределения ПВ импульсной помехи, позволяет более точно провести расчет ее влияния.

4. Расчет оптимального приемного фильтра

Задачу синтеза оптимального приемного фильтра можно сформулировать следующим образом: найти передаточную функцию приемного фильтра, для которой критерий качества (целевая функция) – Φ достигает своего максимального (минимального) значения.

При этом в качестве целевой функции при оптимизации приемного фильтра можно воспользоваться функционалом – Φ , определяющим соотношение сигнал/шум.

Таким образом, по своему физическому смыслу определение максимального значения функционала – Φ соответствует поиску максимального значения соотношения сигнал/шум с учетом ухудшающего влияния, обусловленного воздействием импульсных и межсимвольных помех.

С вычислительной точки зрения эта задача эквивалентна поиску экстремума функции многих переменных. Сложность задачи поиска экстремума заключается также в том, что целевая функция многоэкстремальна.

Поэтому для сделанного допущения сходимость решения к глобальному экстремуму существенно зависит от правильно выбранного начального приближения полюсов и нулей, аппроксимирующей приемный фильтр функции.

Необходимо отметить, что при расчетах с помощью программы «Моделирование Telescomm» рис. 7 в качестве начального приближения при монотонной аппроксимации сквозной амплитудно-частотной характеристики фильтра для идеального канала Найквиста, характеризующегося отсутствием межсимвольных помех, использовались характеристики фильтров Баттерворта – 2, 3 и 4 порядка.

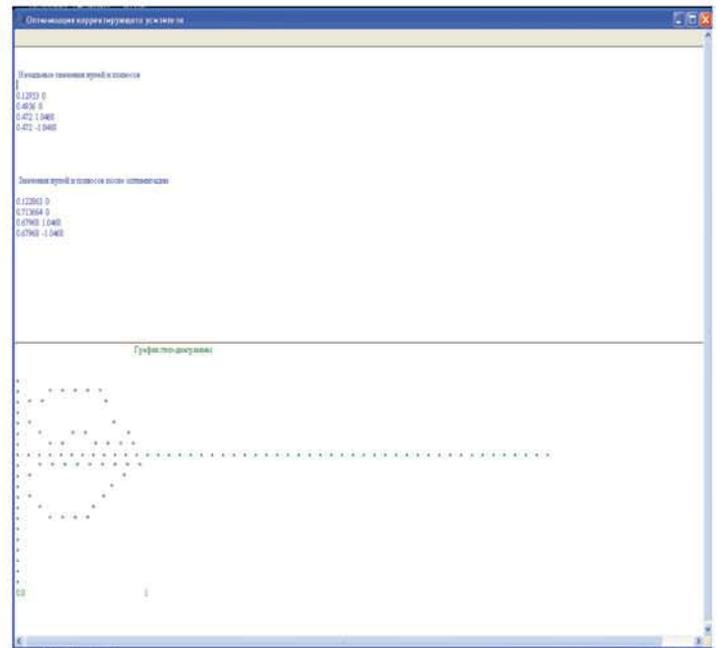


Рис. 7 Результат оптимизации приемного фильтра

Выводы

1. Применение при разработке программы «Моделирование Telecomm», технологии объектно-ориентированного многоуровневого программирования позволяет в дальнейшем обеспечивать наращивание как библиотек моделей объектов формирующих программ, так и дополнительных вычислительных программ.

2. Используемая технология объектно-ориентированного программирования допускает также применение моделей объектов, полученных с помощью прикладных программ «MATLAB» и «MathCAD»

3. Разработанный пакет прикладных программ может эффективно использоваться при проведении научных исследований, в том числе для анализа и оптимизации электромагнитного влияния и зон покрытия сотовых сетей операторов связи и участков регенерации сетей операторов проводной связи.

Литература

1. *Страуструп Б.* Язык программирования Си ++. М.: Радио и связь, 1991. 348 с.

2. *Корн Г., Корн Т.* Справочник по математике (для научных работников и инженеров). М.: Наука, 1977. 830 с.

3. *Мазуренко Д.К.* Методы кодирования линейного сигнала во взаимовлияющих однокабельных цифровых системах передачи // *Электросвязь*. 1992. № 7. С. 24-26.

4. *Мазуренко Д.К.* Разработка методов повышения помехоустойчивости и оптимизация однокабельных цифровых систем передачи. Дис. канд. техн. наук. М., 1988. 235 с.

5. *Мазуренко Д.К.* Программа для ЭВМ «Моделирование Telecomm», Государственная регистрация Федеральной службой по интеллектуальной собственности № 2018611321, от 01.02.2018.

THE DEVELOPMENT OF A PACKAGE OF APPLIED PROGRAMS FOR MATHEMATICAL MODELING AND OPTIMIZATION OF PROCESSES OF TRANSMITTING AND RECEIVING SIGNALS IN COMMUNICATION SYSTEMS

Dmitry K. Mazurenko, Central Science Research Telecommunication Institute (ZNIIS), Moscow, Russia, dm.ma2010@yandex.ru

Abstract

The article discusses the results of work on creation of the program "Modeling of Telecomm", built based on the technology of object-oriented multi-level programming, which is designed to analyze and optimize the processes of transmitting and receiving signals with methods of coding, transmission and possible impulse noise. Programming language: C++ for Windows (Borland C++Builder 6.0). The type and version operating system: Windows XP/ 7.

Keywords: communication system, mathematical modeling, optimization, object-oriented programming, multilevel programming.

References

1. Stoustrup B. (1991). *The C++ Programming Language*. Moscow: Radio and Communication. 348p. (translate from English to Russian)
2. Korn G., Korn T. (1977). *Handbook of Mathematics (for scientists and engineers)*. Moscow: Nauka. 830 p. (in Russian)
3. Mazurenko D.K. (1992). Methods of coding of the signal in the mutual influence, single-cable digital transmission systems. *Electrosviaz*. No. 7, pp. 24-26 (in Russian)
4. Mazurenko D.K. (1988). Development of methods for increase of a noise stability and optimization of digital single-cable transmission systems. Dis.. Cand. tech. Sciences. Moscow. 235p. (in Russian)
5. Mazurenko D.K. Computer program "Modeling of Telecomm". The Registration number - № 2018611321. Is published 01.02.2018 (in Russian)

Information about author:

Dmitry K. Mazurenko, head of department, Ph.D., Central Science Research Telecommunication Institute (ZNIIS), Moscow, Russia

ПОЛИМОДЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С КОМПЕНСАЦИЕЙ ВОЗМУЩАЮЩИХ ФАКТОРОВ

Шмелёв Валентин Валерьевич,

Военно-космическая академия имени
А.Ф.Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия,

valja1978@yandex.ru

Самойлов Евгений Борисович,

Военно-космическая академия имени
А.Ф.Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия,

sam876@mail.ru

Саноцкая Надежда Александровна,

Военно-космическая академия имени
А.Ф.Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия,

sanots@rambler.ru

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10131

Ключевые слова: теория вычислений; функционально-логическое программирование; потоковые вычисления; вычислительные сети; обработка измерительной информации.

Рассматривается задача адекватного моделирования контролируемых процессов, протекающих в технической системе при мониторинге ее состояния в условиях воздействия возмущающих факторов. Предъявляются требования по учету в моделях возможности компенсации факторов технической сложности контролируемых процессов в технической системе, структурной, вычислительной, временной, логической сложности мониторинга состояния системы, доверительной сложности исходной информации и структурной и параметрической динамики экземпляров контролируемых процессов. Предлагается общая схема полимодельного комплекса. В основе комплекса используются положения теории вычислений по формальному представлению алгоритмов вычислительных процессов с помощью автоматных моделей. Непосредственно осуществлена модификация известного инструмента моделирования – сетей Петри, с помощью которого создан примитив языка описания, т.н. агент. Процесс моделирования организуется на основе многократного использования агента с индивидуальными параметрами – унифицированной модели типовой операции функционально-логической программы потоковых вычислений. Представлены синтаксическое представление модели и графическая схема унифицированной модели. Для формального представления процесса смены состояния модели используется денотационный тип семантики с приведением примера. Программа потоковых вычислений формируется как конкатенация экземпляров унифицированной модели. Для программы приводится синтаксическое описание. Для данного представления используется теоретико-множественный подход. Приводится операционная семантика программы в виде примитивных операторов на основе функций инцидентности. С помощью функций инцидентности и структуры унифицированной модели реализуются технологические ограничения следования, независимости, несовместности и совместности выполнения операций программы. Операции программы интерпретируются как операторы контролируемого процесса технической системы. Множество операций в программе потоковых вычислений сохраняет свойство частичного порядка, что доказывается для отношений рефлексивности, транзитивности и антисимметричности. Для представления технических ограничений вводятся специальные z-модели на основе G-сетей. Новизной материала является симбиоз возможностей сетей Петри, их модификаций, G-сетей, что обеспечивает новые выразительные возможности представленного комплекса, учитывающие возмущающие факторы.

Информация об авторах:

Шмелёв Валентин Валерьевич, к.т.н, заместитель начальника кафедры технологий и средств автоматизации обработки и анализа информации космических средств Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия

Самойлов Евгений Борисович, к.т.н, старший преподаватель кафедры технологий и средств автоматизации обработки и анализа информации космических средств Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия

Саноцкая Надежда Александровна, к.ф.-м.н, преподаватель кафедры технологий и средств автоматизации обработки и анализа информации космических средств Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского, г. Санкт-Петербург, Россия

Для цитирования:

Шмелёв В.В., Самойлов Е.Б., Саноцкая Н.А. Полимодельный комплекс интеллектуального мониторинга состояния технических систем с компенсацией возмущающих факторов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №8. С. 44-51.

For citation:

Shmelev V.V., Samoylov E.B., Sanotskaya N.A. (2018). Polymodel complex of intellectual condition monitoring of technical systems with compensation of the perturbing factors. T-Comm, vol. 12, no.8, pp. 44-51. (in Russian)

Реализация концепции единого информационного пространства в различных технически и организационно сложных областях деятельности, в том числе и космической [1, 2], является приоритетной при решении задачи информатизации общества. Единство информационного пространства является необходимым условием сквозного (на протяжении всего жизненного цикла технической системы (ТС)) автоматизированного мониторинга процессов проектирования, изготовления, испытаний, применения космических средств, а также обработки и анализа информации о ТС. Здесь основной проблемой, подлежащей решению, является отсутствие единых принципов моделирования и последующего контроля процессов целевого функционирования ТС [3].

Одним из решений указанной проблемы является перспективная информационная технология интеллектуального мониторинга. Под интеллектуальным мониторингом здесь понимается автоматизированный синтез, контроль и корректировка моделей процессов анализа информации при производстве, испытаниях и применении ТС в различных предметных областях [2].

Модельной основой такой информационной технологии является полимодельный комплекс интеллектуального мониторинга с использованием вычислительных сетей Петри [4, 5] и G-сетей [6] с предикативно-операторным расширением.

В статье вводится или доопределяется ряд понятий. Программой называется система вычислений, которая для некоторого набора исходных данных позволяет по однозначно определенной последовательности действий, выполняемых «механически» (без участия человека), получить некоторый результат [7]. Функционально-логической программой называется программа, создаваемая в результате применения принципов функционального программирования [8] (в данном случае используется вызов единой функции с различными параметрами) с реализацией логических взаимосвязей между операторами (операциями). Под потоковыми вычислениями понимается обработка информации различного рода (измерительной, технологической), характеризующей ТС. Особенностью процесса обработки такой информации является необходимость обеспечения возможности параллелизма и асинхронности выполнения отдельных операций и их совокупностей, т.е. потоков [9-10].

Полимодельный комплекс интеллектуального мониторинга

Представленный на рис. 1 полимодельный комплекс является реализацией подсистемы представления данных и знаний о предметной области контролируемых процессов технической системы.

В основе схемы используется агентный подход к моделированию систем. Агентом или примитивом является унифицированная модель типовой операции (УМТО) функционально-логической программы потоковых вычислений. Под операцией программы потоковых вычислений понимается моделируемая операция контролируемого процесса в ТС, мониторинг которой осуществляется в данный момент. Данная операция не может быть разделена на подоперации в рамках данной программы и в тоже время она имеет некоторую продолжительность в отчетах контролируемых событий, например в отчетах времени.

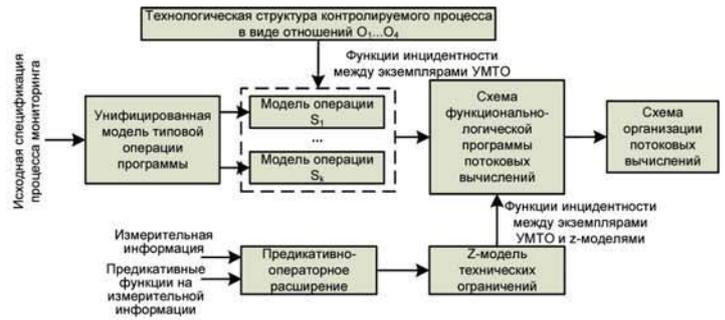


Рис. 1. Схема полимодельного комплекса

Для формирования функций инцидентности между операциями вводятся отношения O_1, O_2, O_3 и O_4 , где O_1 – отношение следования между операциями спецификации, O_2 – отношение независимости, O_3 – отношение несовместности, O_4 – отношение совместности. Данные отношения реализуют технологические ограничения, накладываемые на контролируемый процесс.

Технические ограничения представляют собой условия выполнения операций в зависимости от результата проверки предикатов, в которые в качестве аргументов входит информация, формируемая вне модели. Для учета таких ограничений в полимодельный комплекс введено предикативно-операторное расширение в виде z-моделей.

При конкатенации экземпляров агента и z-моделей формируется схема программы потоковых вычислений, на основе которой в свою очередь организуются непосредственно потоковые вычисления.

Рассмотрим основные элементы полимодельного комплекса.

Для синтаксического представления УМТО используется теоретико-множественный подход. При этом УМТО представляется теоретико-множественной конструкцией на основе сетей Петри следующего вида:

$$S = \langle P, T, F, B, H^+, H^-, M \rangle.$$

Здесь $P = \{P_{вн}, P_{ин}, P_{оут}\} = \{p_i / i \in I_P\}$ – конечное непустое множество переменных модели, $P_{ин}, P_{вн}, P_{оут}$ – множества, соответственно, внутренних, входных и выходных переменных;

$T = \{t_j / j \in I_T\}$ – конечное непустое множество операторов модели;

$F : P \times T \rightarrow N$ – входная функция инцидентности, описывающая кратность входной дуги от переменной p_i к оператору t_j и ставящая в соответствие каждой паре $\langle p_i, t_j \rangle$ целое неотрицательное число N ;

$B : P \times T \rightarrow N_b$ – входная функция инцидентности, описывающая сбрасывающую дугу от переменной p_i к оператору t_j и ставящая в соответствие с каждой парой $\langle p_i, t_j \rangle$ элемент бинарного множества $N_b = \{0, 1\}$;

$H^+ : T \times P \rightarrow N$ – выходная функция инцидентности, описывающая кратность выходной дуги от оператора t_j в переменную p_i и ставящая в соответствие каждой паре $\langle t_j, p_i \rangle$ число N ;

$H^- : T \times P \rightarrow N$ – выходная функция инцидентности, описывающая кратность выходной извлекающей дуги от

оператора t_j в переменную p_i и ставящая в соответствие с каждой парой $\langle t_j, p_i \rangle$ число N ;

$M: P \rightarrow N$ – функция, которая с каждым элементом $p_i \in P$ ставит в соответствие элемент множества чисел N .

На рисунке 2 представлена структура схемы УМТО, являющейся агентом или примитивом, которую можно назвать функцией разработанного языка программирования, поэтому в определении синтезируемой программы присутствует прилагательное «функциональная».

содержит малый круг. Вариант функции разметки M обозначается точками внутри кругов.

Переменные «Старт», «Стоп», «ПриостВып» (приостановка выполнения операции) и «ПродВып» (продолжение выполнения операции) являются переменными, получающими управляющие сигналы от внешних схем. Управляющие переменные (входные) можно считать бинарными по возможным значениям.

Переменная «ОС» (отсчет событий) содержит отсчеты событий, используемые для смены состояния УМТО. В качестве таких событий могут выступать метки времени или факты наступления событий при осуществлении контроля не временных, событийных процессов. Переменная «ОС» по содержанию является бинарной, так как последующими операторами обрабатывается только факт прихода отсчета, но не количество ранее совершившихся событий, т.е. количество имеющихся в переменной «ОС» значений. Этим обеспечивается инвариантность модели к типу единиц изменения состояния операции.

Переменные «ИндЗадНач» (индикация степени отсчета задержки начала операции), «ИндНач» (индикация фактического старта выполнения операции), «ИндВып» (индикация степени выполнения операции), «ИндЗадКон» (индикация степени отсчета задержки окончания операции), «ИндКон» (индикация фактического окончания выполнения операции) и «ИндЗакДлит» (индикация планируемого окончания выполнения операции по длительности) являются индикаторными (выходными). Данные переменные должны использоваться внешними схемами для определения траектории развития процесса в целом путем сравнения значений в данных переменных с некоторыми эталонами. Управляющие переменные «ИндЗадНач», «ИндВып» и «ИндЗадКон» являются по содержанию счетными, так как содержат количество отсчетов событий, полученных за соответствующий интервал. Переменные «ИндНач», «ИндКон» и «ИндЗакДлит» являются бинарными.

Внутренние переменные и операторы обеспечивают смену состояния операции, т.е. изменение значений выходных переменных в зависимости от значений входных. Внутренние переменные и операторы – это «Нач» (начало), «ОтсчетЗН» (отсчет задержки начала), «ОСЗН» (отсчет событий задержки начала), «КонтрольЗН» (контроль задержки начала), «КонЗадНач» (окончание отсчета задержки начала фактического выполнения ТО), «Вып» (выполняется), «ОтсчетВып» (отсчет фактического выполнения), «ОПВып» (отсчет событий выполнения), «КонтрольВып» (контроль выполнения), «УпрВып» (управление выполнением операции), «Приостановка» (приостановка выполнения операции), «Продолжение» (продолжение выполнения операции), «КонВып» (контроль выполнения операции), «КонтрольО» (контроль окончания), «Кон» (окончание), «ОтсчетЗК» (отсчет задержки окончания), «ОСЗК» (отсчет событий задержки окончания), «КонтрольЗК» (контроль задержки окончания), «КонЗадКон» (окончание отсчета задержки фактического окончания выполнения ТО).

Представленная на рис. 2 схема является максимально общей по возможности наблюдения и управления состоянием процесса. По этой причине она, за исключением входных и выходных переменных, может быть заменена специальным оператором-процедурой.

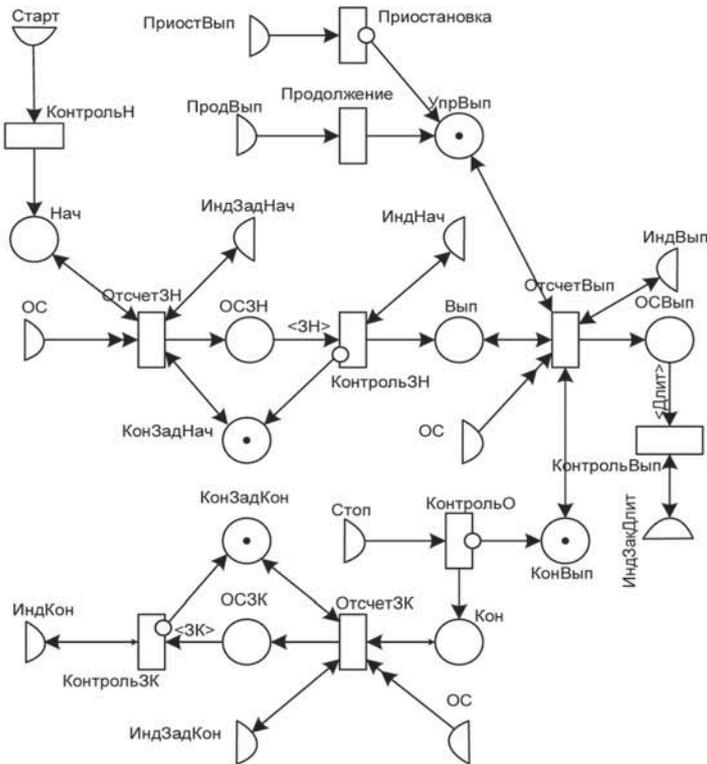


Рис. 2. Графический вид схемы УМТО

Для моделирования работы сети может быть использована среда CPN Tools [11-13], позволяющая создавать и исследовать иерархические сложные, модифицированные (цветные и расширенные) модели процессов. Элементы рис. 2 несут смысловую нагрузку позиций, переходов, дуг и фишек инструмента сетей Петри.

Элементы множества $P_{\text{вн}}$ на рисунке 2 обозначается кругами, $P_{\text{ин}}$ – полукругами с выходящими стрелками, $P_{\text{ош}}$ – полукругами с входящими стрелками. Элементы множества T обозначены прямоугольниками. Вариант входной функции инцидентности F обозначается линией с одной стрелкой от кругов (полукругов) к прямоугольникам. Линия с обозначением $\langle \dots \rangle$ является кратной. Вариант входной функции инцидентности V обозначается линией с двумя стрелками на одном конце от кругов (полукругов) к прямоугольникам. Вариант выходной функции инцидентности H^+ обозначается линией с одной стрелкой от прямоугольника к кругу (полукругу). Линия с двунаправленными стрелками – возвращающая. Вариант выходной функции инцидентности H обозначается линией с одной стрелкой от прямоугольника к кругу (полукругу), противоположный стрелке конец линии

Такой оператор-процедура приведен на рис. 3, где он обозначен прямоугольником с двойными линиями. В левой части приведены входные переменные, формирующие траекторию развития процесса. В правой части приведены выходные переменные, показывающие ход процесса. Внутри оператора-процедуры приведены значения длительностей задержки начала выполнения (<ЗН>), задержки окончания выполнения (<ЗК>) и непосредственно выполнения операции (<Длит>).

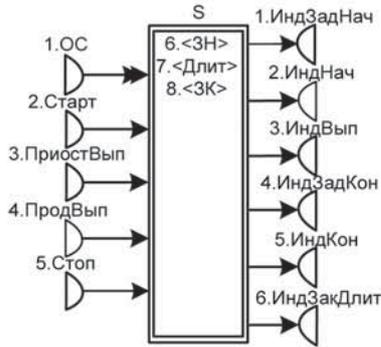


Рис. 3. Оператор-процедура – компактная графическая схема УМТО

Для формального описания процесса функционирования (смены состояния) схемы УМТО предлагается денотационная семантика УМТО. Процесс смены состояний УМТО может быть представлен в виде динамической системы [14], в которой множества являются «математическими обозначениями» субъектов модели, а отображения определяют процесс смены состояний УМТО:

$$\Sigma = \langle T_{OC}, X, U, \Omega, Y, \Lambda, \mu, \eta \rangle,$$

где $T_{OC} = \{m(p_i/p_i \in P_{in} = \{OC\})\}$ – упорядоченное множество моментов формирования значений переменной «ОС»;

$X = \{m(p_i/p_i \in P_{вн})\}$ – множество значений переменных $P_{вн}$;

$U = \{m(p_i/p_i \in P_{in} \setminus \{OC\})\}$ – множество значений переменных P_{in} ;

$$\Omega = \{\omega: T_{OC} \rightarrow U\} = \{\langle m(p_i/p_i \in \{OC\}), \langle m(p_i/p_i \in P_{in} \setminus \{OC\}) \rangle \rangle\}$$

– набор функций порождения P_{in} ;

$$Y = \{m(p_i/p_i \in P_{out})\}$$
 – множество значений переменных P_{out} ;

$$\Lambda = \{\lambda: T_{OC} \rightarrow Y\} = \{\langle m(p_i/p_i \in \{OC\}), \langle m(p_i/p_i \in P_{out}) \rangle \rangle\}$$

– набор функций порождения P_{out} ;

$\mu: T_{OC} \times T_{OC} \times X \times \Omega \rightarrow X$ – переходное отображение, определяющее следующее значение $m(p_i/p_i \in P_{in})$ с использованием функции Хевисайда γ_+ следующим образом:

$$\begin{aligned} \mu: m^l(p_i \in P_{in}) &= \gamma_+(m(p_i/p_i \in \{OC\}) - \#(p_i, B(t_j))) \times \\ &\times \gamma_+(m(p_i/p_i \in (P_{in} \cup P_{вн}) \setminus \{OC\}) - \#(p_i, F(t_j))) \times \\ &\times (m(p_i) - \#(p_i, F(t_j)) - \#(p_i, H^-(t_j)) + \#(p_i, H^+(t_j))); \end{aligned}$$

$\eta: T_{OC} \times X \rightarrow Y$ – выходное отображение, определяющее $m(p_i/p_i \in P_{out})$ в виде:

$$\begin{aligned} \eta: m^l(p_i \in P_{out}) &= \gamma_+(m(p_i/p_i \in \{OC\}) - \#(p_i, B(t_j))) \times \\ &\times \gamma_+(m(p_i/p_i \in (P_{in} \cup P_{вн}) \setminus \{OC\}) - \#(p_i, F(t_j))) \times \\ &\times (m(p_i) - \#(p_i, F(t_j)) + \#(p_i, H^+(t_j))). \end{aligned}$$

В качестве примера рассмотрим представление с помощью данной денотационной семантики смену состояния УМТО после формирования значения «1» входной переменной «Старт»:

$$T_{OC} = \{m(\langle OC \rangle) = 0, m(\langle OC \rangle) = 1\}; X = \{m(\langle Нач \rangle) = 0, m(\langle Нач \rangle) = 1\};$$

$$U = \{m(\langle Старт \rangle) = 0, m(\langle Старт \rangle) = 1\};$$

$$\Omega = \{\langle m(\langle OC \rangle) = 0, m(\langle Старт \rangle) = 0 \rangle, \langle m(\langle OC \rangle) = 1, m(\langle Старт \rangle) = 1 \rangle\};$$

$$Y = \{\emptyset\}; \Lambda = \{\emptyset\};$$

$$m^l(\langle Нач \rangle) = \gamma_+(1-1) \cdot \gamma_+(1-1) \cdot (0-1-0+1+1).$$

Выходное отображение η не составляется.

Таким образом, УМТО является конструктивным примитивом программы. Система экземпляров УМТО с индивидуальными параметрами составляет функционально-логическую программу потоковых вычислений.

Для синтаксического представления программы используется также теоретико-множественный подход. Моделью функционально-логической программы называется теоретико-множественная конструкция на основе иерархических сетей Петри следующего вида:

$$R = \langle S, J, Q \rangle.$$

Здесь $S = \{S_k | k = 1 \dots card(I_s)\}$ – множество операций, S_k – k -я операция, входящая в R ;

$J = \{J_k | k = 1 \dots card(I_s)\}$ – множество функций инцидентности, описывающих конкатенацию выходных переменных операции S_l и входных переменных операции S_k , а также выходных переменных операции S_k и входных переменных операции S_m , $l, m \in I_s$:

$$J_k = \{J_{in}^{(k)}: P_{out}^{(l)} \times P_{in}^{(k)} \rightarrow N, J_{out}^{(k)}: P_{out}^{(k)} \times P_{in}^{(m)} \rightarrow N\};$$

$Q = \{Q_k | k = 1 \dots card(I_s)\}$ – множество ограничений процесса R , Q_k – множество отношений, ограничивающий выбор альтернативы развития k -ой операции, $Q_k = \{q_c^{(k)} | c = 1 \dots card(Q)\}$, где $q_c^{(k)}$ – c -й вид ограничения операции S_k , c – порядковый номер ограничения.

Z-моделью технических ограничений программы называется теоретико-множественная конструкция следующего вида:

$$q_c^{(k)}(\cdot) = \langle X, ZP_{(\cdot)}, PT_{(\cdot)}, ZF_{(\cdot)}, H, ZM_{(\cdot)} \rangle,$$

где $X = \{x_i | i = 1 \dots card(X)\}$ – конечное множество аргументов – характеристик объекта;

$ZP_{(\cdot)} = \{zp_{i(\cdot)} | i \in I_{ZP(\cdot)}\}$ – конечное непустое множество z -переменных ограничения $q_c^{(k)}(\cdot)$;

$$PT_{(\cdot)} = \{pt_{j(\cdot)} | j \in I_{PT(\cdot)}\}$$
 – конечное непустое множество «предикатных» операторов ограничения $q_c^{(k)}(\cdot)$;

$ZF_{(\cdot)}: ZP_{(\cdot)} \times PT_{(\cdot)} \rightarrow \{0, 1\}$ – входная функция инцидентности, описывающая входную, всегда однократную дугу от z -переменной $zp_{i(\cdot)}$ к предикатному оператору $pt_{j(\cdot)}$,

ставящая в соответствие с каждой парой $\langle zp_{i(\cdot)}, pt_{j(\cdot)} \rangle$ элемент множества $\{0, 1\}$;

$H: PT_{(\cdot)} \times P \rightarrow \{0, 1\}$ – выходная функция инцидентности,

описывающая кратность выходной дуги от предикатного оператора $pt_{j(\cdot)}$ в переменную p_i и ставящая в соответствие с каждой парой $\langle pt_{j(\cdot)}, p_i \rangle$ элемент множества $\{0, 1\}$;

$ZM_{(\cdot)}: ZP_{(\cdot)} \rightarrow D_{(\cdot)}$ – функция, которая с каждой z -переменной $zp_{i(\cdot)}$ ставит в соответствие элемент $d_{i(\cdot)}$ некоторого множества $D_{(\cdot)}$ возможных значений аргумента (\cdot) , таким образом $zm_{i(\cdot)}: zp_{i(\cdot)} \rightarrow d_{i(\cdot)} \in D_{(\cdot)}$.

Построение примитива (структура УМТО, а именно наличие входных и выходных переменных в модели) и множество функций инцидентности $J = \{J_k | k = 1 \dots card(I_s)\}$ позволяет представить технологические ограничения программы следующих типов: следования (O_1), независимости (O_2), несовместимости (O_3) и совместимости (O_4).

Ограничение следования (O_1) имеет смысл связи «Окончание-Начало» между операциями технологического процесса. Это означает, что окончание первичной операции является разрешением начала вторичной. Для программы смысл подобной связи заключается в том, что между операциями контролируемого процесса на объекте мониторинга наложено технологическое ограничение следования, реализуемое в соответствующем виде функции инцидентности между экземплярами УМТО. Аналогичные рассуждения следует провести и для остальных ограничений.

Для описания порядка реализации данных типов ограничений следует использовать операционную семантику программы потоковых вычислений. Операционная семантика функционально-логической программы заключается в том, что варианты конкатенации примитивов являются командами для компилятора низкого уровня при организации потоковых вычислений.

Рассмотрим некоторые варианты технологических ограничений.

Наиболее часто применяемым является оператор, реализующий ограничение типа O_1 : технологическое ограничение «Окончание – Начало» (рис. 4).

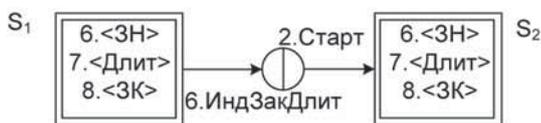


Рис. 4. Реализация технологического ограничения следования (O_1), пример для «Окончание-Начало»

Функция инцидентности для данного технологического ограничения примет вид:

$$J_1 = \left\{ \begin{matrix} J_{in}^{(1)} = \dots \\ J_{out}^{(1)} \text{ИндЗакДлит, Старт}^{(2)} = 1 \end{matrix} \right\}; J_2 = \left\{ \begin{matrix} J_{in}^{(2)} \text{ИндЗакДлит}^{(1)}, \text{Старт} = 1 \\ J_{out}^{(2)} = \dots \end{matrix} \right\}.$$

Для представления только одновременно выполняемых операций используется технологическое ограничение совместности (O_4) (рис. 5).

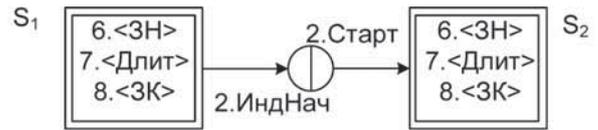


Рис. 5. Реализация технологического ограничения следования (O_4), пример для «Начало-Начало»

Функция инцидентности для данного технологического ограничения примет вид:

$$J_1 = \left\{ \begin{matrix} J_{in}^{(1)} = \dots \\ J_{out}^{(1)} \text{ИндНач, Старт}^{(2)} = 1 \end{matrix} \right\}; J_2 = \left\{ \begin{matrix} J_{in}^{(2)} \text{ИндНач}^{(1)}, \text{Старт} = 1 \\ J_{out}^{(2)} = \dots \end{matrix} \right\}.$$

Для представления операций, одновременное выполнение которых недопустимо, используется технологическое ограничение несовместимости (O_3) (рис. 6).

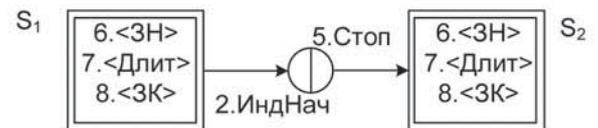


Рис. 6. Реализация технологического ограничения несовместимости (O_3), пример для «Начало-Окончание»

Функция инцидентности для данного технологического ограничения примет вид:

$$J_1 = \left\{ \begin{matrix} J_{in}^{(1)} = \dots \\ J_{out}^{(1)} \text{ИндНач, Стоп}^{(2)} = 1 \end{matrix} \right\}; J_2 = \left\{ \begin{matrix} J_{in}^{(2)} \text{ИндНач}^{(1)}, \text{Стоп} = 1 \\ J_{out}^{(2)} = \dots \end{matrix} \right\}.$$

Ограничение независимости (O_2) реализуется отсутствием функций инцидентности между операциями.

В соответствии с предложенным построением операционной семантики фрагмент программы потоковых вычислений рис. 4 описывается следующим образом: $\langle S_1 \rangle O_1 \langle S_2 \rangle$, где в символы $\langle \dots \rangle$ заключается идентификатор переменной, под которой на данном уровне семантического описания программы понимается экземпляр УМТО.

Предложенный порядок реализации технологических ограничений позволяет утверждать, что множество операций в функционально-логической программе потоковых вычислений сохраняет свойство частичного порядка [14]. Это доказывается следующими краткими рассуждениями для отношений O_1 , O_3 и O_4 :

1. Рефлексивность выполняется, так как допускается многократный вызов одного экземпляра S_k с идентичными параметрами;
2. Транзитивность доказывается установкой длительности «промежуточной» операции, равной 0;
3. Антисимметричность обеспечивается невозможностью одновременного формирования выходной переменной «ИндКон» до формирования выходной переменной «ИндНач».

Свойства отношения O_2 не требуют доказательств.

Для описания технических ограничений (элементов $Q = \{q_k | k = 1 \dots card(Q)\}$) вводится предикативно-операторное расширение на основе G -сетей. Данное расширение получило название z -модели технических ограничений (z – «значение»). Z -модель технических ограничений программы – это структурный элемент программы, состоящий из z -переменных, предикатных операторов и функций

инцидентности между ними, обеспечивающий возможность учета в программе технических ограничений контролируемого процесса функционирования ТС. Z-переменная z-модели технических ограничений – это структурный элемент z-модели технических ограничений, содержащий значения используемой измерительной информации, формируемые вычислительной G-моделью анализа измерительной информации, характеризующийся уникальным именем и сопоставленным типов значений используемой измерительной информации, обозначается заштрихованным полукругом. Предикатный оператор – это структурный элемент z-модели технических ограничений, формирующий значение входной переменной УМТО при удовлетворении значения z-переменных сопоставленного предикатного выражения, характеризующийся уникальным именем и сопоставленным предикатным выражением, аргументом которого является z-переменные на входе данного оператора, обозначается заштрихованным прямоугольником.

На рис. 7 представлен пример схемы программы потоковых вычислений. В примере условием окончания экземпляра УМТО является выполнение предикатного выражения $q(x_1)$.

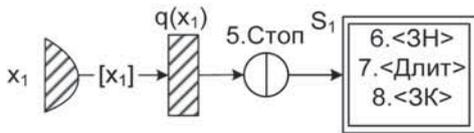


Рис. 7. Пример схемы программы ПВ, включающей техническое ограничение в виде предикатного выражения $q(x_1)$

Для инструмента моделирования z-моделями технических ограничений следует отметить следующее. Выполнением z-модели управляют распределение и значения z-переменных. Z-модель меняет состояние посредством выполнения предикатных операторов. Предикатный оператор запускается удалением значения z-переменной и помещением бинарного значения в выходную переменную. Предикатный оператор может выполняться, когда он разрешен. Предикатный оператор называется разрешенным, если значение z-переменной присваивает истинность предикату, сопоставленному данному предикатному оператору.

Предикатный оператор $pt_{j(x)}$ в z-модели c-го ограничения $q_c^{(k)}(x) = \langle X, ZP_{(x)}, PT_{(x)}, ZF_{(x)}, H, ZM_{(x)} \rangle$ операции S_k с маркировкой $zm_{i(x)} : d_{i(x)} \in D_{(x)}$ разрешен, если для всех $zp_{i(x)} \in ZP_{(x)}$ имеем: $zm_{i(x)} : d_{i(x)} \in D_{(x)} \rightarrow PR(q_c^{(k)}(x)) = \langle \text{true} \rangle$.

Областью применимости $D(q_c^{(k)}(x))$ предикатного оператора $pt_{j(x)}$ в z-модели называется множество (область) значений аргумента x , которое удовлетворяет равенству:

$$D(q_c^{(k)}(x)) = \left\{ \arg_{PR(q_c^{(k)}(x)) = \langle \text{true} \rangle} q_c^{(k)}(x) \right\}.$$

Z-модель с предикатным оператором $pt_{j(x)}$ называется выполнимой, если: $\forall zp_{i(x)} \in ZP_{(x)} \Rightarrow D(q_c^{(k)}(x)) \cap D_{(x)} \neq \emptyset$.

Z-модель с предикатным оператором $pt_{j(x)}$ всегда выполнима, если: $\forall zp_{i(x)} \in ZP_{(x)} \Rightarrow D_{(x)} \subseteq D(q_c^{(k)}(x))$.

Z-модель с предикатным оператором $pt_{j(x)}$ никогда не будет выполнена, если: $\exists zp_{i(x)} \in ZP_{(x)} \Rightarrow D(q_c^{(k)}(x)) \cap D_{(x)} = \emptyset$.

Введение z-моделей в полимодельный комплекс позволяет утверждать об охвате комплексом класса частично-рекурсивных функций [10]. Это доказывается формированием операторов суперпозиции $O_{сн}$ и примитивной рекурсии $O_{пр}$, базисных функций БФ и оператора наименьшего числа $O_{нч}$. Примем обозначения: $p_i = \{ \text{ИндВып} \}$; $m(p_i)$, $m^I(p_i)$ и $m^{II}(p_i)$ – значения переменной «ИндВып», формируемые по непосредственно друг за другом следуемым значениям «ОС», тогда:

$$1. O_{сн} : m^{II}(p_i) = m^I(p_i) + 1 = (m(p_i) + 1) + 1;$$

$$2. O_{пр} : m^{II}(p_i) = m(p_i) + 1 = m^I(p_i) - 1;$$

3. БФ:

– $m(p_i) = 0$ при $m(\{ \text{ИндНач} \}) = 0$ – функция, тождественно равная 0;

– $m^I(p_i) - m(p_i) = 1$ – функция, тождественно повторяющая значения своих аргументов;

– $m^I(\{ \text{ОС} \}) - m(\{ \text{ОС} \}) = 1$ – функция непосредственного следования;

4. Оператор $O_{нч}$ реализуется схемой программы, представленной на рис. 7.

Формальное представление функционально-логической программы ПВ в виде динамической системы, формирующей топологический комплекс состояний вычислительного процесса над измерительной информацией, может быть следующим:

$$\Sigma_{\text{ПРФ}} = \langle T_{\text{ОС}}, X, U, \Omega, Y, \Lambda, \mu, \eta \rangle,$$

где $T_{\text{ОС}} = \{ m(p_i | p_i = \{ \text{ОС}^{(k)} \}) \}$, $k = 1 \dots \text{card}(I_S)$;

$X = \{ M_{\text{вн}}^{(k)} \}$ – множество значений внутренних переменных операций, $M_{\text{вн}}^{(k)} = \langle m(p_i | p_i \in P_{\text{инт}}^{(k)}) \rangle$;

$U = \{ M_{\text{ин}}^{(k)} \}$ – множество кортежей значений входных переменных операций, $M_{\text{ин}}^{(k)} = \langle m(p_i | p_i \in P_{\text{ин}}^{(k)} \setminus \{ \text{ОС} \}) \rangle$;

$\Omega = \{ \omega : T_{\text{ОС}} \rightarrow U \} = \left\{ \langle m(p_i | p_i = \{ \text{ОС}^{(k)} \}), M_{\text{ин}}^{(k)} \rangle \right\}$ – набор функций порождения входных переменных операций;

$Y = \{ M_{\text{оут}}^{(k)} \}$ – множество кортежей значений выходных переменных операций, $M_{\text{оут}}^{(k)} = \langle m(p_i | p_i \in P_{\text{оут}}^{(k)}) \rangle$;

$\Lambda = \{ \lambda : T_{\text{ОС}} \rightarrow Y \} = \left\{ \langle m(p_i | p_i = \{ \text{ОС}^{(k)} \}), M_{\text{оут}}^{(k)} \rangle \right\}$ –

набор функций порождения выходных переменных операций спецификации;

$\mu : T_{\text{ОС}} \times T_{\text{ОС}} \times X \times \Omega \rightarrow X$ – переходное отображение, определяющее $M_{\text{инт}}^{I(k)}$ в виде:

$$M_{\text{инт}}^{I(k)} = \langle m^I(p_i | p_i \in P_{\text{вн}}^{(k)}), m^I(p_i | p_i \in P_{\text{вн}}^{(k)}) = \mu(\cdot, \cdot, m(p_i | p_i \in P_{\text{вн}}^{(k)}), \cdot) \rangle;$$

$\eta : T_{\text{ОС}} \times X \rightarrow Y$ – выходное отображение, определяющее $M_{\text{оут}}^{I(k)}$ в виде:

$$M_{\text{оут}}^{I(k)} = \langle m^I(p_i | p_i \in P_{\text{оут}}^{(k)}), m^I(p_i | p_i \in P_{\text{оут}}^{(k)}) = \eta(\cdot, m(p_i | p_i \in P_{\text{вн}}^{(k)})) \rangle.$$

Значения входных (управляющих) переменных $U = \{M_{in}^{(k)}\}$, $M_{in}^{(k)} = \langle m(p_i | p_i \in P_{in}^{(k)} \setminus \{OC\}) \rangle$ формируются в следующем виде:

1. Для случая реализации технологических ограничений:

$$J_{out}^{(m)} < P_{out}^{(m)}, P_{in}^{(k)} \rangle = J_{in}^{(k)} \langle P_{out}^{(m)}, P_{in}^{(k)} \rangle \rightarrow \\ \rightarrow m(p_i | p_i \in P_{in}^{(k)}) = m(p_i | p_i \in P_{out}^{(m)})$$

2. Для случая реализации технических ограничений:

$$q^{(k)}(x) \rightarrow pt_j \in PT, PR(q^{(k)}(x)) = "true" \rightarrow \\ \rightarrow m^1(p_i | p_i \in P_{in}^{(k)} \setminus \{OC\}) = m(p_i | p_i \in P_{in}^{(k)} \setminus \{OC\}) + \#(p_i, H(pt_j))$$

Управляющие воздействия для модели программы определяются отношением:

$$\Delta_D : \Delta \times M_{нач\ out} \times M_{кон\ out} \times Q \rightarrow \Delta_D,$$

где Δ – множество всех вариантов управляющих воздействий;

$$OC = 0 \rightarrow M_{нач\ out} = \{M_{нач\ out}^{(k)} | k = 1 \dots card(I_S)\};$$

$$OC = N - 1 \rightarrow M_{кон\ out} = \{M_{кон\ out}^{(k)} | k = 1 \dots card(I_S)\},$$

N – количество значений переменной OC .

Альтернативы управляющих воздействий:

$$\Delta = \{\Delta_t = \langle M_{нач\ in\ t}, \dots, M_{кон\ in\ t} \rangle | t = 1, \dots, card(\Delta)\}$$

где $OC = 0 \rightarrow M_{нач\ in\ t} = \{M_{нач\ in}^{(k)} | k = 1 \dots card(I_S)\}$,

t – номер варианта управляющих воздействий;

$$OC = N - 1 \rightarrow M_{кон\ in\ t} = \{M_{кон\ in}^{(k)} | k = 1 \dots card(I_S)\};$$

$$\forall t, M_{нач\ out} = \eta(M_{нач\ вн}), M_{нач\ вн} = \mu(M_{нач\ in\ t})$$

и $M_{кон\ out} = \eta(M_{кон\ вн}), M_{кон\ вн} = \mu(M_{кон\ in\ t})$.

С целью обеспечения возможности постановки и решения задачи оптимального выбора на синтезированной модели для определения соответствия «результат – показатель η » вводится оператор Ψ :

$$\Psi : \Delta_D \times M_{нач\ out} \times M_{кон\ out} \times Q \rightarrow \cdot$$

Математическая структура выбора оптимального кортежа Δ^* примет вид:

$$\Delta^* = K(R, \Delta, Q, \eta).$$

Таким образом, рассмотрено решение задачи модельного обеспечения информационной технологии интеллектуально-мониторинга состояния ТС на основе функционально-логических программ потоковых вычислений. Такие программы являются языком верхнего уровня при «программировании» процессов обработки технической и технологической информации, характеризующей ТС.

Предложенное решение базируется на положениях теории вычислений, моделирования систем, теории множеств. Полимодельный комплекс характеризуется следующими отличительными особенностями:

- сохранением на множестве операций контролируемого процесса свойства частичного порядка и охватом класса частично-рекурсивных функций;

- реализацией подхода функционального программирования [15] при синтезе программы потоковых вычислений на основе модифицированных цветных сетей Петри.

Практическая значимость и актуальность комплекса заключается в учете различных факторов, искажающих процесс мониторинга состояния ТС. Направлением применения представленных моделей является синтез программ потоковых вычислений. В свою очередь такие программы используются при проектировании схем вычислительных процессов, связанных с обработкой больших данных (Big Data) в сложных условиях. Например, предметной областью внедрения информационной технологии интеллектуального мониторинга может стать космическая деятельность, а именно мониторинг в реальном или близком к нему масштабе времени технического состояния ракетно-космической техники при выполнении ею целевых задач.

Литература

1. Концепция информатизации Роскосмоса (2010-2015 гг.). Федеральное космическое агентство [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.federspace.ru/2158>, свободный. Загл. с экрана.
2. Майданович О.В., Охтилев М.Ю., Соколов Б.В., Юсупов Р.М. Комплексная автоматизация мониторинга состояния космических средств на основе интеллектуальных информационных технологий // Приложение к журналу Информационные технологии. 2011. № 10. 32 с.
3. Шмелев В.В. Модели технологических процессов функционирования космических средств // Авиакосмическое приборостроение. 2015. № 4. С. 78-93.
4. James L. Peterson. Petri Net Theory And The Modeling Of Systems. Prentice-hall, inc., Englewood Cliffs, N.Y., 1981.
5. Kalman R. E., Falb P. L., Arbib M. A. Topics in Mathematical System Theory. N. Y.: McGraw-Hill, 1969. 358 p.
6. Охтилев М.Ю. Основы теории автоматизированного анализа измерительной информации в реальном времени. Синтез системы анализа: монография. – СПб.: ВКА им. А. Ф. Можайского, 1999. 162 с.
7. Колмагоров А.Н. К определению алгоритма // Успехи математических наук. Т. XIII, вып. 4(82). 1958. С. 3-28.
8. Усталов Д.А. Коллективные потоковые вычисления: реляционные модели и алгоритмы // Моделирование и анализ информационных систем. Т. 23. №2. 2016. С. 195-210.
9. Лацис А.О. Параллельная обработка данных. М.: Академия. 2010. 336 с.
10. Левин В.К. Тенденции развития суперкомпьютеров. Computational nanotechnology. 1-2014. С. 35-38.
11. M. Westergaard and L.M. Kristensen. The Access/CPN Framework: A Tool for Interacting with the CPN Tools Simulator. Proc. of 30th International Conference on Applications and Theory of Petri Nets (Petri Nets 2009). Lecture Notes in Computer Science 5606, pp. 313-322, Springer-Verlag Berlin, 2009.
12. K. Jensen, L.M. Kristensen, and L. Wells. Coloured Petri Nets and CPN Tools for Modelling and Validation of Concurrent Systems. International Journal on Software Tools for Technology Transfer (STTT)9(3-4), pp. 213-254, 2007.
13. Ratzner A.V., Wells L., Lassen H.M., Laursen M., Qvortrup J.F., Stissing M.S., Westergaard M., Christensen S., and Jensen K. CPN Tools for Editing, Simulating, and Analysing Coloured Petri Nets. Proc. of 24th International Conference on Applications and Theory of Petri Nets (Petri Nets 2003). Lecture Notes in Computer Science 2679, pp. 450-462, Springer-Verlag Berlin, 2003.
14. Лавров С.С. Программирование. Математические основы, средства, теория. СПб.: БХВ-Петербург, 2002. 320 с.
15. Вурт Н. Алгоритмы и структуры данных. СПб.: Невский диалект, 2001. 352 с.

POLYMODEL COMPLEX OF INTELLECTUAL CONDITION MONITORING OF TECHNICAL SYSTEMS WITH COMPENSATION OF THE PERTURBING FACTORS

Valentin V. Shmelev, A.F. Mozhaiskii Military Space Academy, St-Petersburg, Russia, valja1978@yandex.ru
Evgeniy B. Samoylov, A.F. Mozhaiskii Military Space Academy, St-Petersburg, Russia, sam876@mail.ru
Nadezhda A. Sanotskaya, A.F. Mozhaiskii Military Space Academy, St-Petersburg, Russia, sanots@rambler.ru

Abstract

The problem of adequate modeling of the controlled processes proceeding in technical system when monitoring its status in the conditions of influence of the perturbing factors is considered. Requirements for accounting in models of possibility of compensation of factors of technical complexity of controlled processes in technical system, structural, computing, time, logic complexity of condition monitoring of system, confidential complexity of original information and structural and parametrical dynamics of copies of controlled processes are imposed. The general scheme of polymodel complex is offered. At the heart of complex provisions of the theory of calculations on formal representation of algorithms of computation processes by means of automatic models are used. Modification of known modeling tool – networks of Petri by means of whom the description language primitive, the so-called agent is created is carried directly out. Process of modeling will be organized on the basis of repeated use of the agent with individual parameters – the unified model of standard operation of the functional logical relational program of stream calculations. Syntax representation of model and art work of the unified model are provided. For formal representation of process of change of status of model the denotational type of semantics with reduction of example is used. The program of stream calculations forms as concatenation of copies of the unified model. For the program the syntax description is provided. For this representation the set-theoretical approach is used. Operational semantics of the program in the form of primitive operators on the basis of incidence functions is given. By means of functions of incidence and structure of the unified model technological limits on following, independence, not compatibility and compatibility of execution of operations of the program are implemented. Operations of the program are interpreted as operators of controlled process of technical system. The set of operations in the program of stream calculations saves property of partial order that is proved for the relations of reflexivity, transitivity and anti-symmetry. For representation of technical restrictions special z-models on the basis of G-networks are entered. Novelty of material is symbiosis of opportunities of Petri nets, their modifications, G-networks that provides the new expressive opportunities of the provided complex considering the perturbing factors..

Keywords: theory of calculations; functional logical programming; stream calculations; processing of measuring information.

References

1. The Concept of information of Russian Space Department (2010 - 2015). Federal space agency [the Electronic resource]. the Access mode: <<http://www.federalspace.ru/2158>>, free. From the screen.
2. Majdanovich O.V., Ohtilev M.Yu., Sokolov B.V., R.M. (2011). Yusupov. Kompleksnaya avtomatizatsiya monitoringa sostoyaniya kosmicheskikh sredstv na osnove intellektual'nykh informatsionnykh tekhnologii [Complex automation of condition monitoring of space means on the basis of intellectual information technologies]. *Application to magazine "Information technologies"*. No. 10. 32 p.
3. Shmelev V.V. (2015). Modeli tekhnologicheskikh tsyevov funktsionirovaniya kosmicheskikh sredstv [Models of technological processes of functioning of space means]. *Aerospace instrument making*. No. 4, pp. 78-93.
4. James L. (1981). *Peterson. Petri net theory and the modeling of systems*. Prentice-hall, inc., Englewood Cliffs, N.Y.
5. Kalman R.E., Falb P.L., Arbib M.A. (1969). *Topics in Mathematical System Theory*. N. Y.: McGraw-Hill. 358 p.
6. Ohtilev M.Ju. (1999). *Osnovy teorii avtomatizirovannogo analiza izmeritel'noi informatsii v real'nom vremeni. Sintez sistemy analiza* [Bases of the theory of the automated analysis of the measuring information in real time. Synthesis of system of the analysis]: the monography. SPb.: Mozhajskiy MAA. 162 p.
7. Kolmagorov A.H. (1958). *K opredel'nyu algoritma* [To definition of "algorithm"]. *Successes of mathematical sciences*, vol. XIII, release 4 (82), p. 3-28.
8. Ustalov D.A. (2016). Kollektivnyye potokovyye vychisleniya: relyatsionnyye modeli i algoritmy [Collective stream calculations: relational models and algorithms]. *Modelling and the analysis of information systems*, vol. 23, No.2, pp. 195-210.
9. Latsis A.O. (2010). *Parallelnaya obrabotka dannykh* [Parallel data handling]. Moscow: Academy. 336 p.
10. Levin V.K. (2014). Tendentsii razvitiya superkomp'yuterov [Tendencies of development of supercomputers]. *Computational nanotechnology*, 1-2014, pp. 35-38.
11. M. Westergaard and L.M. Kristensen. (2009). The Access/CPN Framework: A Tool for Interacting with the CPN Tools Simulator. Proc. of 30th International Conference on Applications and Theory of Petri Nets (Petri Nets 2009). *Lecture Notes in Computer Science 5606*, pp. 313-322, Springer-Verlag Berlin, 2009.
12. K. Jensen, L.M. Kristensen, and L. Wells. (2007). Coloured Petri Nets and CPN Tools for Modelling and Validation of Concurrent Systems. *International Journal on Software Tools for Technology Transfer (STTT)*. 9(3-4), pp. 213-254.
13. Ratzer A.V., Wells L., Lassen H.M., Laursen M., Qvortrup J.F., Stissing M.S., Westergaard M., Christensen S. and Jensen K. (2003). CPN Tools for Editing, Simulating, and Analysing Coloured Petri Nets. Proc. of 24th International Conference on Applications and Theory of Petri Nets (Petri Nets 2003). *Lecture Notes in Computer Science 2679*, pp. 450-462, Springer-Verlag Berlin.
14. Lavrov S.S. (2002). *Programmirovaniye. Matematicheskie osnovy, sredstva, teoriya*. [Programming. The mathematical fundamentals, means, the theory]. SPb.: BHV-Peterburg. 320 p.
15. Wirth N. (2004). *Algorithms and data structures*. Oberon version.

Information about authors:

Valentin V. Shmelev, PhD., Deputy head of department of the A.F. Mozhaiskii Military Space Academy, Saint Petersburg, Russia
Evgeniy B. Samoylov, PhD., Senior lecturer of the A.F. Mozhaiskii Military Space Academy, Saint Petersburg, Russia
Nadezhda A. Sanotskaya, PhD., Lecturer of the A.F. Mozhaiskii Military Space Academy, Saint Petersburg, Russia

TO A QUESTION OF CAPACITY ESTIMATION OF REAL COMMUNICATIONAL CHANNELS WITH PSK-N-SIGNALS IN THE PRESENCE OF ISI AND INSTABILITIES IN THE RECEIVER

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10132

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

The reported study was funded by RFBR
according to the research project № 18-37-00440

Keywords: capacity estimation, ISI, PSK-n-signals, bandpass filters,
increasing of spectral efficiency.

Volume of transmitted information exponentially increasing from year to year is a current trend of modern society that leads to the need for increasing the transmission speed of data transmission systems. This trend is the most pronounced among radio engineering data transmission systems, which currently operate under conditions of limited frequency resources and constantly increasing requirements to an effective frequency resource usage. One of the most effective approaches to solving this problem is the conversion to data transmission in the presence of intersymbol interference at radio engineering data transmission systems produced by their selective systems. Despite the attractiveness of this approach, its technical implementation is associated with the difficulties, that can lead to an increase of complexity of the receiver itself along with an increase in the number of interfering symbols. This ultimately arises the issue not only about the expediency of its implementation, but also about its practical feasibility. The alternative approach which allows to create the radio data transmission systems that function in the conditions of strong intersymbol interference caused by linear selective systems of radio path, in the absence of their compensation, is the appropriate choice of the channel symbol duration time, with regard to the resolution time of linear selective systems. In this paper, capacity estimation such channel is made when using a PSK-n signal, when the decision device is a comparator, and there is no need to take into account channel memory when making a decision. To solve this problem, a new numerical method for estimating capacity has been developed, it can be used to estimate the potential capacity in the absence of noise, but under conditions of various instabilities such as frequency detuning, measurement error, and signal level requirement.

Information about author:

Ilya M. Lerner, associated professor, candidate of physico-mathematical sciences, Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI, Department of Radioelectronic and Quantum Devices, KNRTU-KAI, REQD Department, Kazan, Russia

Для цитирования:

Лернер И.М. К вопросу оценки пропускной способности в канале с ФМН-н-сигналами и с памятью, вызванной межсимвольными искажениями, при наличии нестабильностей в приемном устройстве // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №8. С. 52-62.

For citation:

Lerner I.M. (2018). To a question of capacity estimation of real communicational channels with PSK-n signals in the presence of ISI and instabilities in the receiver. *T-Comm*, vol. 12, no.8, pp. 52-62.

Introduction

The annual exponential growth of transmitted information volume by existing radio communication channels is a distinctive feature, which characterizes the modern development of digital communication systems. As a result, a significant complication of signal to noise environment of communication channel takes place in modern radio-technical data transmission systems (RTDS).

Thus, the solution of one of the most important problem of radio engineering, which implies a development of new approaches to the maximum possible reduction of the frequency band used for information signal transmission, becomes particularly significant [1-4].

At the moment the efficiency of information transfer in real communication systems is increased by using of multiposition signals, noise immunity coding and reduction of protective frequency intervals [1,2]. At the same time, the transmission is always carried out by independent (not interfering) symbols. The requirement of absence of symbol interference restricts a choice of channel symbol duration [1]. However, such approach seems to be inefficient for existing signal-noise situation [1].

The most effective approach to overcome this situation is to use signals with mutual symbol interference or in other words signals with intersymbol interference (ISI). However, the use of optimal signal processing algorithms (using the maximum likelihood criterion) or approaches close to them becomes impractical even with a small number of interfering symbols [1].

At the same time, the use of suboptimal algorithms, which initially transform the channel with memory into a channel without memory due to widely used approaches (zero forcing filter, equalizer, realizing a minimum mean square error, or equalizer with feedback), and then ensure the use of optimal signal processing methods, also have a number of significant shortcomings [1-3]. These include: 1) a large loss in noise immunity compared to optimal signal processing methods; 2) the dependence of noise immunity on the form of the amplitude frequency characteristic (AFR) of the communication channel, which is especially important for radio channels.

The alternative approach, which allows to create RDTS that function the strong ISI conditions, caused by linear selective systems (LSS) of a radio path, in the absence of their compensation, is the appropriate choice of the channel symbol duration time, with regard to the resolution time of LSS [4-10]. In this case, each symbol can be restored without using channel memory. Thus, this method has a low computational complexity and is devoid of those drawbacks of the intrinsic ones that were given above. The most expedient is to create such systems where phase shift keying signals with n discrete states (PSK- n - signal) are used [1].

The methods that allow us to analytically estimate efficiency of such systems in the absence of noise and unfavorable factors (frequency detuning, errors introduced by the receiver and etc.) are presented in papers [4,5,8] for PSK- n - and amplitude phase shift keying signals with L discrete states.

In this paper, we will examine the effect of a number of unfavorable factors (frequency detuning, errors introduced by the receiver) and signal strength requirement on the effectiveness of such systems, by creating and then applying a numerical method for capacity estimation.

I. Problem Statement

In this case, capacity estimation is considered for a communication channel, which consists of a transmitter, a linear time invariant (LTI) system, a receiver and a decision device (DD). We also assume that there is no noise in communication channel.

In this work, we assume that LTI system is a set of a bandpass filters. The first type (Case A) of LTI system realization possesses the following properties [11]: 1) $\omega_0 / 2\Delta\Omega_0 \geq 15$, where $2\Delta\Omega_0$ is the resultant bandwidth of LTI system and ω_0 is the average frequency of the LTI system; 2) its AFR and phase frequency response possess an even and odd symmetries, respectively, with respect to ω_0 . The second type (Case B) of LTI system realization possesses the following properties [12]: considered bandpass filters have polynomial approximation AFR with $\omega_2 / \omega_1 \geq 1.21$, where ω_2 , ω_1 are the upper and lower frequency of filter bandwidth, respectively.

Receiver provides the following function:

1) It detects a slowly varying phase of PSK- n -signal on the output of LTI system at $\omega_0 + \Delta\omega$ frequency, where $\Delta\omega$ is a frequency detuning, with a random measurement error $\sigma(t)$.

2) It detects an envelope of PSK- n -signal on the output of LTI system that needed for appropriate squelch subsystem functioning of DD.

3) It compensates for the unevenness of the transmission coefficient of LTI system on frequency $\omega_0 + \Delta\omega$ and constant phase shift φ_0 at the frequency $\omega_0 + \Delta\omega$ introduced by LTI system.

The measurement error $\sigma(t)$ distributed according to a uniform law, the density of which is given by the expression

$$f(\sigma(t)) = \frac{1}{b-a}, \quad (1)$$

where $b = -a = \varepsilon_r$, where ε_r is the maximum measurement error taken in absolute value introduced by receiver, which is related to its fiducial maximum measurement error by the relation $\varepsilon_0 = \varepsilon_r / \Delta\varphi_{st}$.

Each symbol of the transmitted information sequence arriving at the input of the transmitter randomly takes equiprobably any of the n phase values of the signal constellation

$$\psi_k = (k + 0.5\eta \text{sign}(\|0.5n\| - 0.5n - 0.25) - \|0.5n\|) \Delta\varphi_{st}. \quad (2)$$

Here $\eta = 1$ for case, when n is even number, otherwise $\eta = 0$, and this denotes the initial phase shift of the signal constellation $\varphi_{sc} = \pi\eta / n$; $k = \overline{1, n}$; $\| \cdot \|$ is rounding operation to the nearest integer; $\text{sign}(\cdot)$ is signum function; $\Delta\varphi_{st} = 2\pi / n$ is step between adjacent phase values of the signal constellation.

The PSK- n signal on the transmitter output from the moment of transmission start (from the moment $t = 0$) can be represented as follows

$$\begin{aligned} \dot{s}_{in}(t) = & \exp(j((\omega_0 + \Delta\omega)t)) \times \\ & \times \left(\sum_{r=1}^{l-1} [1(t - (r-1)t_{res}) - 1(t - rt_{res})] \exp(j\gamma_r) + \right. \\ & \left. + 1(t - (l-1)t_{res}) \exp(j\gamma_l) \right) \end{aligned} \quad (3)$$

where $l \in \mathbb{N}^*$ is the number of transmitted radio pulses forming the PSK- n signal; t_{res} is resolution time [4, 5, 8]; $1(t)$ is Heaviside step function; $\omega_0 + \Delta\omega$ is the carrier frequency of the PSK- n signal; $\gamma_r = \sum_{q=1}^r \Theta_q + \varphi_{sc}$ is the initial phase of r^{th} radio pulse of PSK- n signal at the output of transmitter, where Θ_q is a phase jump caused by transmission of q -th radio pulse. We assume that before the start of transmission, until the moment $t = 0$, LTI system is in a steady state mode and harmonic oscillation $\exp(j((\omega_0 + \Delta\omega)t + \varphi_{sc}))$ acts on its input.

In this case PSK- n signal at the output of a LTI system starting from the time $t = 0$ according to the superposition principle and results of [8] can be represented in the form

$$\begin{aligned} \dot{s}_{out}(t) &= \dot{k}_0(j(\omega_0 + \Delta\omega))\dot{Z}(t)\exp(j((\omega_0 + \Delta\omega)t - \varphi_0)) = \\ &= \dot{k}_0(j(\omega_0 + \Delta\omega))\exp(j((\omega_0 + \Delta\omega)t - \varphi_0)) \times \\ &\times \left[[1 - \dot{B}_0(t, j\Delta\omega)] \exp(j\varphi_{sc}) + \right. \\ &+ \sum_{r=1}^{l-1} [\dot{B}_0(t - (r-1)t_{res}, j\Delta\omega) - \dot{B}_0(t - rt_{res}, j\Delta\omega)] \exp(j\gamma_r) + \\ &\left. + \dot{B}_0(t - (l-1)t_{res}, j\Delta\omega) \exp(j\gamma_l) \right] \end{aligned} \quad (4)$$

where $\dot{Z}(t)$ – complex envelope of the transient process caused by the passage of the PSK- n signal through LTI system; $\dot{k}_0(j(\omega_0 + \Delta\omega)) = k_0(j(\omega_0 + \Delta\omega))\exp(j\varphi_0)$ – complex transmission coefficient of LTI system at frequency $\omega_0 + \Delta\omega$; $\dot{B}_0(t, j\Delta\omega)$ – settling function for LTI system [11].

For case B settling function $\dot{B}_0(t, j\Delta\omega)$ is replaced by function $\dot{H}_0(t) = \dot{H}(t) / k(j(\omega_0 + \Delta\omega))$, which has the same meaning and properties, differs only in a designation [12]. In this paper under $\dot{B}_0(t, j\Delta\omega)$, we mean both designations.

Signal for a slowly varying phase on the output of the receiver, based on equation (4) and (1), is defined as

$$\psi_{rc}(t) = \psi_{ms}(t) + \sigma(t), \quad (5)$$

where $\psi_{ms}(t) = \arg \dot{Z}(t)$ is slowly varying phase of PSK- n signal on the output of LTI system

Decision device (DD) is a multi threshold comparator with a squelch subsystem and it does not introduce additional ISI and measurement errors, which are caused by receiver and LTI system.

The recovery of the primary signal (symbols of transmitted information sequence) is made by DD based on the decision rule for each symbol:

$$\psi_{rec}(dt_{res}) = \psi_k|_{k=k'}, \quad (6)$$

where $k' \in \overline{1, n}$; $f(k', d) = \min_{k \in \overline{1, n}} |\psi_{rc}(dt_{res}) - \psi_k| \leq \alpha_{pm} + \varepsilon_r$; $d = \overline{1, l}$ is number of considered symbol; α_{pm} is the permissible phase settling error at the output of LTI system, which is related to its fiducial permissible settling error by the relation $\alpha_0 = \alpha_{pm} / \Delta\varphi_{st}$; and only in the case when envelope of PSK- n -signal on the output of LTI system is equal or exceeds the predetermined normalized threshold signal level M_{nstl} , analytically it can be presented

$$|\dot{Z}(dt_{res})| \geq M_{nstl}, \quad (7)$$

where $M_{nstl} = 1 - \Delta_{nstl}$, Δ_{nstl} is the difference between amplitude of PSK- n -signal on the input of LTI system and normalized threshold signal level. Condition required to ensure the uniqueness of the DD solution is the following $\alpha_{pm} + \varepsilon_r < 0.5\Delta\varphi_{st}$.

For considered case, the resolution time t_{res} must correspond to the time, when one of the following inequalities becomes an equality and the other one is true.

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{pm} + \varepsilon_r &\geq |\alpha_{ms}(dt_{res})| = |\psi_{ms}(dt_{res}) - \gamma_d| \\ \Delta_{nstl} &\geq \Delta_{ms}(dt_{res}) = 1 - |\dot{Z}(dt_{res})| \end{aligned} \right\}, \quad (8)$$

where $\alpha_{ms}(dt_{res})$, $\Delta_{ms}(dt_{res})$ is measured settling phase and amplitude error at the output of LTI system for the d^{th} radio pulse when it ends, respectively; $\psi_{ms}(dt_{res})$ is measured values of slowly varying phase of the d^{th} radio pulse at the output of LTI system obtained by a receiver at moment dt_{res} .

Analyzing results of [4, 5, 8, 13] we can conclude that capacity determination for considered channel may be formulated as the maximum information transmission rate on the communication channel with equivocation produced by ISI in the absence of errors during recovery by DD, where maximum is taken over all possible sources of information used as input to the channel. In this case, the distribution of primary symbols in information sequence should be equiprobable, since other distribution will not change the maximum information transmission rate [8].

In this case, equivocation produced by ISI is easy to consider using resolution time in the following equation form for capacity channel estimation

$$C_{ISI} = \frac{1}{t_{res}} \log_2 n, \quad (9)$$

where the second multiplier in equation is the maximum entropy of source, $U_{max} = 1 / t_{res}$ is maximum transfer rate.

In the case of presence of “transparency windows”, we should talk about a number of estimates of channel capacity [8]. Obviously, upper $C_{ISI_{up}}$ and lower bounds $C_{ISI_{low}}$ of channel capacity in this case, according to (9) can be found as

$$C_{ISI_{up}} = C_{ISI}|_{t_{res}=t_{st1}} = \frac{1}{t_{st1}} \log_2 n; \quad C_{ISI_{low}} = C_{ISI}|_{t_{res}=t_{bound}} = \frac{1}{t_{bound}} \log_2 n \quad (10)$$

Upper $C_{up.w_f}$ and lower bounds $C_{low.w_f}$ of channel capacity when f -th “transparency window” is used have the forms

$$C_{up.w_f} = C_{ISI}|_{t_{res}=t_{stf}} = \frac{1}{t_{stf}} \log_2 n; \quad C_{ISI_{low}} = C_{ISI}|_{t_{res}=t_{endf}} = \frac{1}{t_{endf}} \log_2 n. \quad (11)$$

Here t_{stf} , t_{endf} is the start an end time of $f = \overline{1, K}$ (K is the amount of “transparency windows”) “transparency windows”, respectively; the boundary time t_{bound} is the greatest time, from which any primary symbol from any transmitted sequence can be reliably reconstructed by DD from received channel symbol at the output of the LTI system at given playback quality.

Thus, it is necessary to determine the resolution time t_{res} of LTI system to estimate the capacity of the considered channel,

which requires the analysis of the occurring transient process caused by the PSK- n signals transmission.

II. Problem Solution. Theoretical Aspects

From expressions (5) – (8) it follows that in order to get estimation of t_{res} first of all it is required to determine resolution time for slowly varying phase $t_{res_{\psi}}$ and for envelope t_{res_M} , considering the possible presence of “transparency windows” for given values of permissible phase settling error α_{pm} and normalized threshold signal level M_{nisl} , respectively. In this case, the resolution time t_{res} will be determined as follows: 1) in the absence of “transparency” windows $t_{res} = \max\{t_{res_M}; t_{res_{\psi}}\}$, where t_{res_M} , $t_{res_{\psi}}$ are resolution time for envelope and slow varying phase, respectively; 2) in the presence of “transparency windows” t_{res} is determined by the following expression

$$t_{res} = \begin{cases} \left\{ \left[\bigcap_{k_1}^{K_m} [t_{st.M_{k_1}}; t_{end.M_{k_1}}] ; \bigcap_{k_2}^{K_{\psi}} [t_{st.\psi_{k_2}}; t_{end.\psi_{k_2}}] ; [t_{b_{\psi}}; +\infty] ; [t_{b_M}; +\infty] \right] ; \max\{t_{b_{\psi}}; t_{b_M}\} \right\} & \text{if } K_m > 0, \\ & K_{\psi} > 0 \\ \left\{ \left[\bigcap_{k_2}^{K_{\psi}} [t_{st.\psi_{k_2}}; t_{end.\psi_{k_2}}] ; [t_{b_{\psi}}; +\infty] ; [t_{b_M}; +\infty] \right] ; \max\{t_{b_{\psi}}; t_{b_M}\} \right\} & \text{if } K_m = 0, \\ & K_{\psi} > 0 \\ \left\{ \left[\bigcap_{k_1}^{K_m} [t_{st.M_{k_1}}; t_{end.M_{k_1}}] ; [t_{b_{\psi}}; +\infty] ; [t_{b_M}; +\infty] \right] ; \max\{t_{b_{\psi}}; t_{b_M}\} \right\} & \text{if } K_m > 0, \\ & K_{\psi} = 0 \end{cases} \quad (12)$$

where $t_{st.M_{k_1}}$, $t_{end.M_{k_1}}$ are the start and the end time of k_1 -th “transparency window” for envelope, respectively; $t_{st.\psi_{k_2}}$, $t_{end.\psi_{k_2}}$ are the start and the end time of k_2 -th “transparency window” for slowly varying phase, respectively; t_{b_M} , $t_{b_{\psi}}$ are the boundary times for envelope and slowly varying phase, respectively; K_m , K_{ψ} are amount of “transparency windows” for envelope and slowly varying phase, respectively.

To estimate resolution time t_{res} the following is required to determine conditions for each d -th ($d = \overline{1, l}$) information symbol, which for given values of α_{pm} and Δ_{nisl} ensure that: 1) the d -th symbol greatest settling times for envelope and slowly varying phase on the LTI output in the absence of “transparency windows” and 2) in the presence of “transparency” windows the greatest number of windows with the smallest time duration (the greatest settling time for each window determines its start and the smallest settling time determines its end) and the greatest boundary time for the d -th symbol is provided. This involves calculation of “effective memory” G , which is the number of symbols preceding the received one, which is required to evaluate resolution time with a given absolute tolerance ε . Next, in this paper, problem of determining these conditions will be called the settling time problem.

In contrast to the methods that are presented in papers [4,5,8] in this study we will solve this problem using probabilistic approach that is based on cyclostationary behavior of PSK- n -signal slowly varying phase and its envelope on the output of LTI system. This approach is based on validity of transposition principle for LTI system.

In this case, “effective memory” G is the number of the first symbols of the information sequence, transmitted at a given

transmission rate U_{max} , which are needed for transformation of the PSK- n signal on the output of LTI system from nonstationary to cyclostationary process and resolution time is a period of cyclostationary process.

A. Algorithm of Capacity Estimation

In this case, the algorithm that solves this problem has the following structure:

- On the first step, the greatest settling time t_{set_1} of the first information sequence symbol of PSK- n signal on the output of LTI system ($d = 1$) for a given value of α_{pm} is estimated.
- On the second step, the “effective memory” G_{set_1} for a given value of absolute tolerance ε and t_{set_1} is evaluated.
- On the third step, for a given value of λ the least number of realizations N_{min} is evaluated when the greatest difference, taken module, between two cumulative distribution functions of measured settling phase error $\alpha_{ms}((G_{set_1} + 1)t_{set_1})$ for different numbers of realizations of random information sequence is less or equal λ .
- On the fourth step, using results of previous steps dependences of symbol error rate (SER) caused by ISI produced by LTI system on symbol duration time $\tau_s \geq t_{set_1}$ are estimated for two types of symbols in transmitted information sequence: a) once for any of the symbols $v \geq G_{set_1} + 1$ and b) for each symbols $v \leq G_{set_1}$. Then based on obtained results the estimations of the resolution time t_{res} and “effective memory” G are made taking into account function, analog of SER, for envelope to ensure the second inequality of system (8). Then the capacity estimation is made.

Let us consider each step of the algorithm more in detail.

Estimation of the greatest settling time of the first information sequence symbol.

The greatest settling time t_{set_1} is obtained by solution the following set of equations for $\alpha_{pm} = 0.499$

$$\tan\left(\frac{\{\Theta_{g,eq}\}}{2} + \{\alpha'_{pm}\}\right) = \frac{-\sin\left(\frac{\{\Theta_{g,eq}\}}{2}\right) + 2 \operatorname{Re} \dot{B}_0(j\Delta\omega, \{t_g\}) \sin\left(\frac{\{\Theta_{g,eq}\}}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\{\Theta_{g,eq}\}}{2}\right) - 2 \operatorname{Im} \dot{B}_0(j\Delta\omega, \{t_g\}) \sin\left(\frac{\{\Theta_{g,eq}\}}{2}\right)} \quad (13)$$

produced by a set of equivalent phase jumps [5], caused by transitions between the values of phases in signal constellation (2),

$$\{\Theta_{g,eq}\} = \begin{cases} (g - 0.5n - 1)\Delta\varphi_{st}, & g = \overline{1, n+1} \text{ if } n = 2z; z \in \mathbb{N}; \\ (g - \lceil 0.5n \rceil)\Delta\varphi_{st}, & g = \overline{1, n} \text{ if } n = 2z + 1; z \in \mathbb{N}; \end{cases} \quad (14)$$

with the respect of corresponding set of settling times $\{t_g\}$. Here $\{\alpha'_{pm}\} = \alpha_{pm} \operatorname{sign}(\{\Theta_{g,eq}\})$. Equation (13) follows from the results of papers [15].

In the presence of “transparency windows” $t_g = t'_{\Theta_{g,eq}}$, where $t'_{\Theta_{g,eq}}$ is the start of first “transparency window” for slowly vary-

ing phase, caused by the transmission of first information symbol with value $\Theta_{g,eq}$, in the absence – $t_g = t_{\Theta_{g,eq}}$, where $t_{\Theta_{g,eq}}$ is a settling time for slowly varying phase, caused by the transmission of first information symbol with value $\Theta_{g,eq}$.

Thus, the greatest settling time t_{set_1} of the first information sequence symbol is $t_{set_1} = \max_g \{t_g\}$. The absence of consideration of the influence of the envelope behavior in t_{set_1} is due to the fact that envelope is a non-informative parameter in the considered case and t_{set_1} is a start time for finding resolution time.

B. Effective Memory Estimation for LTI System

To estimate the “effective memory” G for LTI system first of all we need to obtain an expression that allows us to estimate the considered measured settling errors at the end of the d -th radio pulse at the LTI system output how it was done in paper [8]. For this we assume in the second equality of (4): $t = dt_{res}$, $l = d$ $\dot{Z}(dt_{res}) = [1 - \Delta_{ms}(dt_{res})] \exp(j(\gamma_d + \alpha_{ms}(dt_{res})))$, and then we divide both sides of the equality by $\dot{k}_0(j(\omega_0 + \Delta\omega)) \exp(j((\omega_0 + \Delta\omega)t - \varphi_0 + \gamma_d))$. As a result, we get the following equation for $\dot{Z}(dt_{res})$

$$[1 - \Delta_{ms}(dt_{res})] \exp(j\alpha_{ms}(dt_{res})) = \sum_{r=0}^d \tilde{B}_r \exp(-j\chi_r), \quad (15)$$

where $\chi_r = \sum_{q=r+1}^d \Theta_q$; $\tilde{B}_r = \dot{B}_0((d-r+1)t_{res}, j\Delta\omega) - \dot{B}_0((d-r)t_{res}, j\Delta\omega)$; $\dot{B}_0((d+1)t_{res}, j\Delta\omega) = 1$.

After a series of simple transformations (15), the expression for the $|\Delta_{ms}(dt_{res})|$ has the form

$$|\Delta_{ms}(dt_{res})| = \left[\left(\sum_{r=0}^d \tilde{B}_r \cos(\chi_r) - \cos \alpha_{ms}(dt_{res}) \right)^2 + \left(\sum_{r=0}^d \tilde{B}_r \sin(\chi_r) + \sin \alpha_{ms}(dt_{res}) \right)^2 \right]^{1/2} = \left[\sum_{r=0}^{d-1} \tilde{B}_r^2 + (1 + \tilde{B}_d) + 2 \left(\sum_{r=0}^{d-1} \tilde{B}_r \sum_{u=r+1}^d \tilde{B}_u \cos(\chi_r - \chi_u) - \sum_{r=0}^d \tilde{B}_r \cos(\chi_r + \alpha_{ms}(dt_{res})) \right) \right]^{1/2} \quad (16)$$

and the relation for the $\alpha_{ms}(dt_{res})$ can be found as

$$\tan \alpha_{ms}(dt_{res}) = - \frac{\sum_{r=0}^{d-1} \tilde{B}_r \sin(\chi_r)}{\sum_{r=0}^{d-1} \tilde{B}_r \cos(\chi_r) + \tilde{B}_d} \quad (17)$$

Let us test the obtained expression (16) for the extremum for d -th symbol with the respect to $\alpha_{ms}(dt_{res})$. Determination of conditions in which the expression reaches the extremum will be made only at stationary points. This is due to the following reasons: 1) settling function is a smooth function, what we can conclude, analyzing expression (2.4.7) in paper [11, p.37]; 2) singular critical point is excluded from consideration, when $\Delta_{ms}(dt_{res}) = 1$ and $\alpha_{ms}(dt_{res})$ is unspecified, because in this case $\dot{Z}(dt_{res}) = 0$

and therefore DD will not be able to make the correct decision according to (6).

In this case, the solution of the problem formulated above is the solution of equation $\partial |\Delta_{ms}(dt_{res})| / \partial \alpha_{ms}(dt_{res}) = 0$. Partial derivative necessary in this equation can be represented in the following form using (16)

$$\frac{\partial |\Delta_{ms}(dt_{res})|}{\partial \alpha_{ms}(dt_{res})} = \frac{\sum_{r=0}^d \tilde{B}_r \sin(\chi_r + \alpha_{ms}(dt_{res}))}{|\Delta_{ms}(dt_{res})|} = \frac{\cos \alpha_{ms}(dt_{res}) \sum_{r=0}^d \tilde{B}_r \sin \chi_r + \sin \alpha_{ms}(dt_{res}) \sum_{r=0}^d \tilde{B}_r \cos \chi_r}{|\Delta_{ms}(dt_{res})|} \quad (18)$$

and the solution of the equation $\partial |\Delta_{ms}(dt_{res})| / \partial \alpha_{ms}(dt_{res}) = 0$

takes the form

$$\tan \alpha_{ms,est}(dt_{res}) = - \frac{\sum_{r=0}^d \tilde{B}_r \sin \chi_r}{\sum_{r=0}^d \tilde{B}_r \cos \chi_r} = - \frac{\sum_{r=0}^{d-1} \tilde{B}_r \sin \chi_r}{\tilde{B}_d + \sum_{r=0}^{d-1} \tilde{B}_r \cos \chi_r} \quad (19)$$

Comparing expressions (17) and (19) we conclude that they are identical and the greatest values of measured settling phase errors taken by modulo correspond to the greatest amplitude settling errors taken by modulo.

Therefore, the following algorithms can be used to estimate the size of “effective memory” G_{set_1} for t_{set_1} . For a given value of absolute tolerance error ε , we use the following rule to estimate G_{set_1} [8]

$$G_{set_1} \in \overline{1, d}; R_{G_{set_1}} = \left| \lim_{d \rightarrow \infty} \sum_{r=1}^{d-1} |F_r| - \sum_{r=1}^{G_{set_1}} |F_r| \right| \leq \varepsilon, \quad (20)$$

where $F_r = \tilde{B}_{d-r} \Big|_{t_{res}=t_{set_1}}$, $\forall d > G$.

The last inequality follows from majorized series theory application to equation to (15) in the following form $\sum_{r=1}^{d-1} |F_r \exp(-j\chi_r)| \leq \sum_{r=1}^{d-1} |F_r|$ and $\sum_{r=1}^G |F_r \exp(-j\chi_r)| \leq \sum_{r=1}^G |F_r|$. In this case, we take into account G symbols only previous the received one.

The problem (20) is solved by numerical approach, assuming $d = 1000$. The value $d = 1000$ is chosen due to $|F_r| \rightarrow 0: r \geq 10$ for $t_{res} = t_{set_1}$.

Further after estimation the resolution time the final value of “effective memory” G for resolution time t_{res} is calculated using (20) and substitutions $G_{set_1} = G$; $R_{G_{set_1}} = R_G$; $F_r = \tilde{B}_{d-r}$.

C. Least Number of Information Sequence Realizations Estimation

To estimate the value of a least number of information sequence realizations N_{min} for given value of tolerance λ we need to solve the following problem numerically

$$N_{min} : \min_{N_\mu} \left\{ \max_{\varphi} \left| F_{\alpha_{ms}}(\varphi, N_\mu, t_{set_1}, G_{set_1} + 1) - F_{\alpha_{ms}}(\varphi, N_s, t_{set_1}, G_{set_1} + 1) \right| \leq \lambda \right\} \quad (21)$$

where $\mu \in \mathbb{N}$ is the number of the current step; $s \geq \mu + 1$ is the number of step number with which to compare;

$F_{\alpha_{ms}}(\varphi, N_{\mu}, t_{setl}, G_{setl} + 1)$, $F_{\alpha_{ms}}(\varphi, N_{\chi}, t_{setl}, G_{setl} + 1)$ are cumulative distribution functions of measured settling phase error $\alpha_{ms}((G_{setl} + 1)t_{setl})$ for $(G_{setl} + 1)$ -th radiopulse with the speed of transmission $1/t_{setl}$ for numbers N_{μ} , N_{χ} of information sequence realizations, respectively; $\varphi \in [-2\pi; 2\pi]$ is the threshold of measured settling phase error.

It is expedient to solve the problem (21) by transforming it to the following system of inequalities and taking into account the law of large numbers

$$Q_{\min} : \left\{ \begin{array}{l} \min_{Q_{\mu}} \left\{ \max_{\varphi} \left| F_{\alpha_{ms}}(\varphi, Q_{\mu}, t_{setl}, G_{setl} + 1) - F_{\alpha_{ms}}(\varphi, Q_{\mu+1}, t_{setl}, G_{setl} + 1) \right| \leq \lambda \right\} \\ \min_{Q_{\nu}} \left\{ \max_{\varphi} \left| F_{\alpha_{ms}}(\varphi, Q_{\nu}, t_{setl}, G_{setl} + 1) - F_{\alpha_{ms}}(\varphi, Q_{\nu+1}, t_{setl}, G_{setl} + 1) \right| \leq \lambda \right\} \end{array} \right\} \quad (22)$$

where $Q = N/n$ is a specific number of information sequence realizations. Due to validity of the law of large numbers for practical realization of numerical solving of (22) it will be sufficient to test the second inequality of system (22) during 1000 steps (in this case, the step is $Q_{\mu+1}/Q_{\mu} = 10$) after Q_{\min} and the number of step corresponding to it $\mu(Q_{\min})$ were found. Further for calculations for solving the problem (22) we will be use the following expressions

$$\left. \begin{array}{l} A = \max_{\varphi} \left| F_{\alpha_{ms}}(\varphi, Q_{\mu}, t_{setl}, G_{setl} + 1) - F_{\alpha_{ms}}(\varphi, Q_{\mu+1}, t_{setl}, G_{setl} + 1) \right| \\ D = \max_{\varphi} \left| F_{\alpha_{ms}}(\varphi, Q_{\nu}, t_{setl}, G_{setl} + 1) - F_{\alpha_{ms}}(\varphi, Q_{\nu+1}, t_{setl}, G_{setl} + 1) \right| \end{array} \right\} \quad (23)$$

D. Estimation of Symbol Error Rate, Resolution time, Capacity

SER caused by ISI produced by LTI system and squelch error rate (SqER), analog of SER for envelope, are estimated for two types of symbols: a) once for any symbol $v \geq G_{setl} + 1$, when the output PSK- n signal is a cyclostationary process and b) for each symbol $v \leq G$, when the output process is non-stationary.

For case a) SER $P_{ser}(\tau_s)$ is evaluated using the expression

$$P_{ser}(\tau_s) = 1 - \frac{\sum_{b=1}^{N_{\min}} 1(\alpha_{pm} - |\psi_{ms}((G_{setl} + 1)\tau_s, b) - \gamma_{G_{setl} + 1}(b)|)}{N_{\min}}, \quad (24)$$

and SqER $P_{sq}(\tau_s)$ is determined using the expression

$$P_{sq}(\tau_s) = 1 - \frac{\sum_{b=1}^{N_{\min}} 1(\Delta_{msl} - \Delta_{ms}((G_{setl} + 1)\tau_s, b))}{N_{\min}}, \quad (25)$$

for case b), SER $P_{ser}(\tau_s, v)$ is evaluated using the expression

$$P_{ser}(\tau_s, v) = 1 - \frac{\sum_{b=1}^{N_{\min}} 1(\alpha_{pm} - |\psi_{ms}(v\tau_s, b) - \gamma_v(b)|)}{N_{\min}}, \quad (26)$$

and SqER $P_{sq}(\tau_s, v)$ is determined using the expression

$$P_{sq}(\tau_s, v) = 1 - \frac{\sum_{b=1}^{N_{\min}} 1(\Delta_{msl} - \Delta_{ms}(v\tau_s, b))}{N_{\min}}, \quad (27)$$

where $\psi_{ms}((G_{setl} + 1)\tau_s, b)$, $|\dot{Z}((G_{setl} + 1)\tau_s, b)|$, $\psi_{ms}(v\tau_s, b)$ and $|\dot{Z}(v\tau_s, b)|$ are the values of the measured slowly varying phase and envelope on the output of LTI system at the end of $(G_{setl} + 1)$ and v -th radio pulse of the PSK- n signal for the b -th realization of the transmitted random information symbol sequence, respectively; $\gamma_{G_{setl} + 1}(b)$ and $\gamma_v(b)$ – initial phase values of the $G_{setl} + 1$ and v -th radio pulse of PSK- n signal on the input of LTI system for the b -th realization of the transmitted random information symbol sequence, respectively.

To estimate the resolution time we need to solve numerically a set of equations, produced by equating expressions (24) – (27) to zero, with the respect of τ_s . As the result, we obtain a set of solutions for envelope $\{\tilde{\tau}_{setl_{\nu}}\}_{\nu=1}^{G+1}$ and slowly varying phase $\{\tilde{\tau}_{setl_{\nu}}\}_{\nu=1}^{G+1}$.

In this case the resolution time will be determined as follows $t_{res} = \bigcap \left\{ \left\{ \bigcap_{u=1}^{G_{setl} + 1} \{\tilde{\tau}_{setl_{\nu}}\}_u \right\}; \left\{ \bigcap_{u=1}^{G_{setl} + 1} \{\tilde{\tau}_{setl_{\nu}}\}_u \right\} \right\}$ and capacity estimation is made using (9) – (11).

III. Algorithm Application And Results of Capacity Estimation

Let's consider the application of the above algorithm for capacity estimation of considered communication channel. As LTI system we consider the following bandpass filters with identical bandwidth: 1) a single stage filter on coupled circuits with different degrees of coupling [11, p.111]; 2) three circuits filter with two coupled of them (see scheme [11, p.162]); 3) a single stage on coupled circuits with different degrees of coupling [11, p.143].

1) A single-stage bandpass filter with coupled circuits [11, p.111]. The settling function for a single-stage filter has the form

$$\dot{B}_0(x, \rho) = 1 - \exp(-(1 + j\rho)x) \left(\cos \beta x + \frac{1 + j\rho}{\beta} \sin \beta x \right). \quad (28)$$

Here and below $x = \Delta\Omega t = \Delta\Omega_0 t / \alpha_{\Delta}$ – non-dimension time; $\rho = \frac{\Delta\omega}{\Delta\Omega} = \alpha_{\Delta} \frac{\Delta\omega}{\Delta\Omega_0} = \alpha_{\Delta} \rho_0$ is dimensionless detuning, ρ_0 – the resultant dimensionless detuning; β is a degree of circuit coupling. For one staged filter with degree of circuit coupling $\beta_{cr} = 1$ (critical value) $\alpha_{\Delta} = 1.414$ and for $\beta = 2.41$ $\alpha_{\Delta} = 3.11$.

2) Bandpass three-circuit filter [11, p.162] with two coupled circuits and with the parameter $\gamma = 2$. This condition ensures the location of all three humps of the filter's AFR at the same level. The settling function of such a filter has the form

$$\begin{aligned} \dot{B}_0(x, \rho) = & 1 - \left[\frac{(1 + j\rho)^2 + \beta^2}{1 + \beta^2} \exp(-(2 + j\rho)x) + \right. \\ & \left. + \frac{2 + j\rho}{1 + \beta^2} \exp(-(1 + j\rho)x) \times \right. \\ & \left. \times \left(-j\rho \cos \beta x + \left(\beta + \frac{1 + j\rho}{\beta} \right) \sin \beta x \right) \right]. \end{aligned} \quad (29)$$

For $\alpha_{\Delta} = 2$ for $\beta_{cr} = \sqrt{3}$ and $\alpha_{\Delta} = 6.64$ for $\beta = 6$.

3) A single-stage bandpass filter with coupled circuits [11, p.143]. The settling function for a single-stage filter has the form

$$\dot{B}_0(x, \rho) = 1 - \exp(-(1 + j\rho)x) \left(\cos \beta x - \frac{\beta}{1 + j\rho} \sin \beta x \right). \quad (30)$$

For $\alpha_\Delta = 1.5$ for $\beta_{cr} = 0.468$ and $\alpha_\Delta = 2.46$ for $\beta = 1.15$.

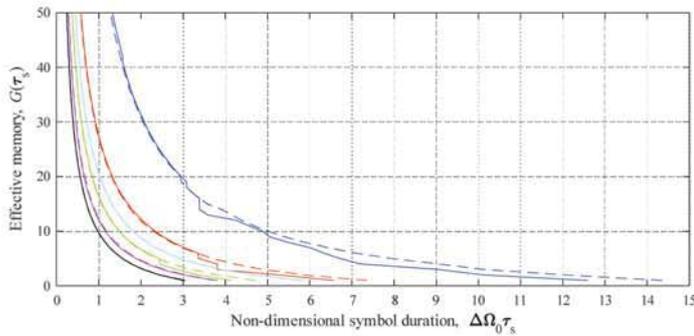


Fig. 1. Dependence of “effective memory” $G(\tau_s)$ on non-dimensional symbol duration $\Delta\Omega_0\tau_s$. Type of LTI system: a single-stage bandpass filter with a degree of circuit coupling $\beta_{cr} = 1$ (black line) and $\beta = 2.41$ (red line); a three-circuit filter with a degree of circuit coupling $\beta_{cr} = \sqrt{3}$ (green line) and $\beta = 6$ (blue line); a band pass filter (3-rd type) with a degree of circuit coupling $\beta_{cr} = 0.468$ (magenta line) and $\beta = 1.15$ (cyan line). Resulting dimensionless frequency detuning ρ_0 : 0 (solid line); 0.5 (dashed line)

Table. 1

The greatest settling time for first symbol on the LTI output

Number of type of LTI system	Degree of circuit coupling β	Number of discrete states n	First approximation of effective LTI memory G_{set1}	The greatest non-dimensional settling time for first symbol on the LTI output $x_{set1} = \Delta\Omega_0 t_{set1}$
1	1.414	8	4	1.9566
		32	2	2.70437
		128	1	3.114
	2.41	8	14	1.868875
		32	11	2.309
		128	10	2.4715
2	$\sqrt{3}$	8	5	2.67136
		32	3	3.3374
		128	2	3.6415
	6	8	13	3.6892
		32	11	4.756
		128	2	10.69735
3	0.468	8	9	1.3516
		32	4	2.3505
		128	2	3.084
	1.15	8	19	0.9246
		32	15	1.3159
		128	13	1.47

The dependences of “effective memory” on symbol duration for presented above LTI systems are shown on Fig.1. These dependences were obtained by numerical simulation using (20), (28)

– (30), where $d = 1000$, $\varepsilon = 10^{-4}$. The first approximations of effective LTI memory G_{set1} for considered LTI systems in absence of frequency detuning are presented at Tabl. 1. These results are obtained using expressions (13), (20), (28) – (30) for $\alpha_{pm} = 0.499$.

Analyzing results, presented on Fig.1 and Tabl. 1, we conclude the following. Decreasing the symbol duration of transmitted sequence leads to an increase by exponential law in “effective memory” of LTI system. An increase in the number of discrete states n leads to a decrease in the value of the “effective memory”. The presence of frequency detuning ($|\rho_0| = 0.5$) slightly affects on the value of “effective memory” in general case.

Based on the results obtained above we solve numerically the problem (22) in the absence of frequency detuning for tolerance $\lambda = 0.01$ and given values of “effective memory” G_{set1} and x_{set1} (Tabl. 1), using expressions (28) – (30) and $\psi_{ms}(t) = \arg \dot{Z}(t)$. The results of simulating with solutions (vertical lines) are presented on Fig. 2-7.

Analyzing results on Fig. 2-7, we conclude that for the tolerance $\lambda = 0.01$ it is necessary about 26000 different realizations of information sequence with length of $G_{set1} + 1$ symbols.

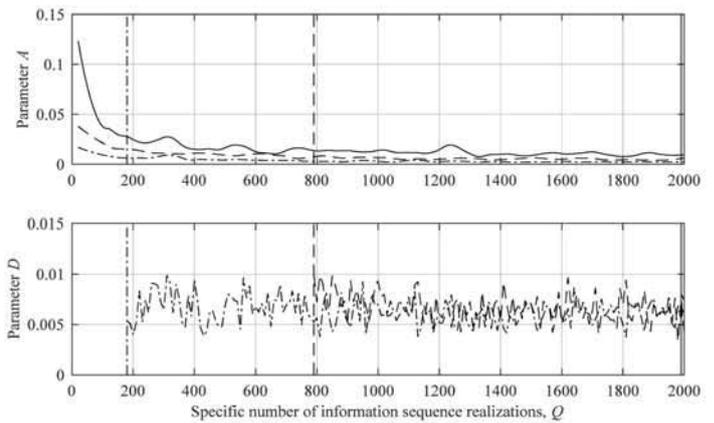


Fig. 2. Dependences of parameters A and D on specific number of information sequence realizations Q for a single-stage bandpass filter [11, p.111] with a degree of circuit coupling $\beta_{cr} = 1$. Number of discrete states n : 8 (solid line); 32 (dashed line); 128 (dash-dotted line)

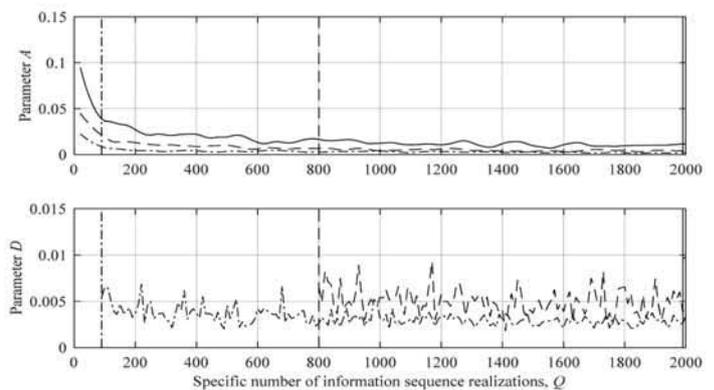


Fig. 3. Dependences of parameters A and D on specific number of information sequence realizations Q for a single-stage bandpass filter [11, p.111] with a degree of circuit coupling $\beta = 2.41$. Number of discrete states n : 8 (solid line); 32 (dashed line); 128 (dash-dotted line)

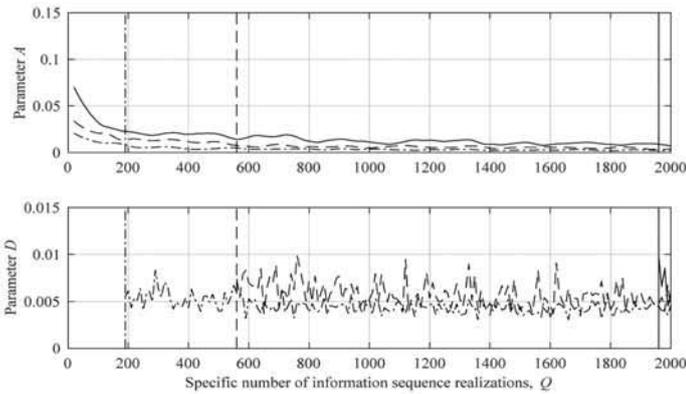


Fig. 4. Dependences of parameters A and D on specific number of information sequence realizations Q for a three-circuit filter [11, p.162] with a degree of circuit coupling $\beta_{cr} = \sqrt{3}$. Number of discrete states n : 8 (solid line); 32 (dashed line); 128 (dash-dotted line)

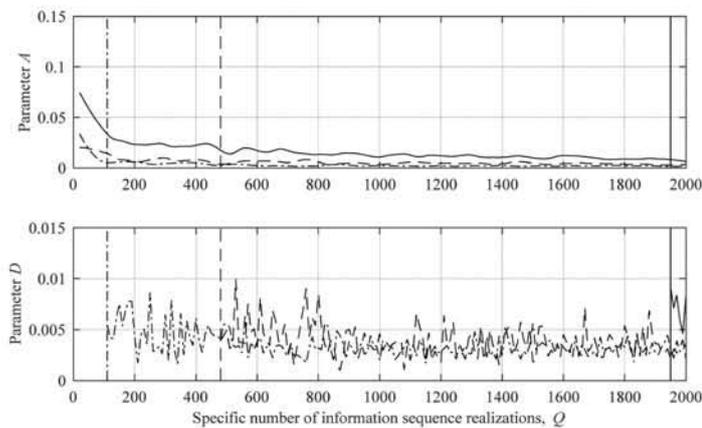


Fig. 5. Dependences of parameters A and D on specific number of information sequence realizations Q for a three-circuit filter [11, p.162] with a degree of circuit coupling $\beta = 6$. Number of discrete states n : 8 (solid line); 32 (dashed line); 128 (dash-dotted line)

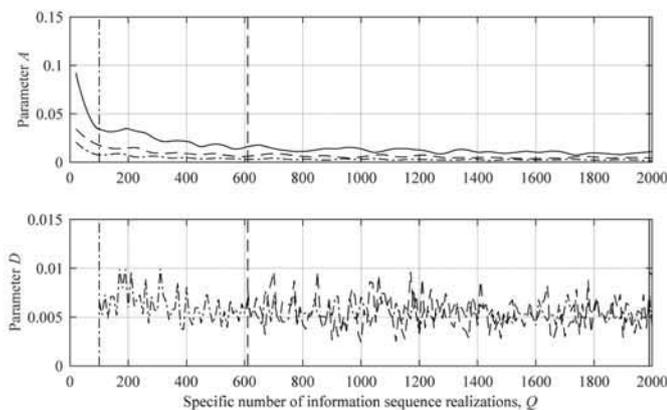


Fig. 6. Dependences of parameters A and D on specific number of information sequence realizations Q for a band pass filter [11, p.143] with a degree of circuit coupling $\beta_{cr} = 0.468$. Number of discrete states n : 8 (solid line); 32 (dashed line); 128 (dash-dotted line)

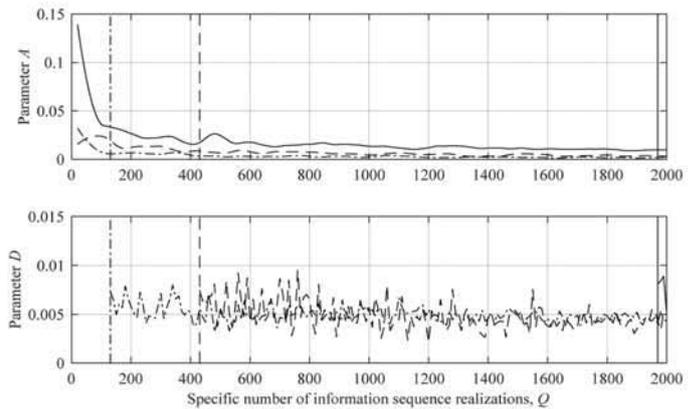


Fig. 7. Dependences of parameters A and D on specific number of information sequence realizations Q for a band pass filter [11, p.143] with a degree of circuit coupling $\beta = 1.15$. Number of discrete states n : 8 (solid line); 32 (dashed line); 128 (dash-dotted line)

As a proof of the correctness of the results obtained above, dependences of SER on symbol duration were estimated using expressions (24), (26), (28), (30) for first and third type of presented filters for $\alpha_{pm} = 0.499$. The choice was made due to largest value of “effective memory” for considered number of discrete states in Tabl. 1. The results of these estimations are presented on Fig. 8-10.

From Fig. 8-10 we conclude that the greatest settling times for symbols with a sequence number less than or equal to the values of “effective memory” are less than the greatest settling time when the behavior of output signal becomes like a cyclostationary process. This effect fully totally coincides with theoretical results obtained in paper [8] and thus the greatest settling time when the behavior of output signal becomes cyclostationary process is the resolution time with tolerance ε . Additional we can say that the estimation of resolution time corresponds $G = 1...3$.

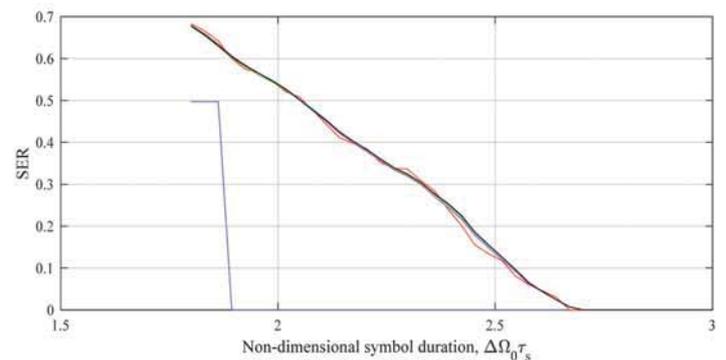


Fig. 8. Dependences of SER on non-dimensional symbol duration $\Delta\Omega_0\tau_s$ for v symbol in transmitted information sequence of PSK-8 signal: 1 (blue line); 4 (red line); 7 (green line); 10 (cyan line); 13 (magenta line); 15 (black line). LTI system – a single-stage bandpass filter [11, p.111] with a degree of circuit coupling $\beta = 2.41$

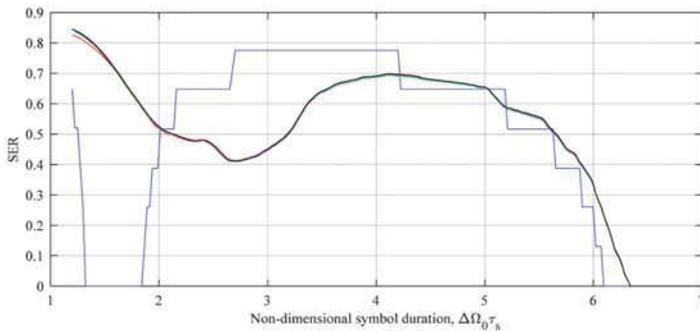


Fig. 9. Dependences of SER on non-dimensional symbol duration $\Delta\Omega_0\tau_s$ for ν symbol in transmitted information sequence of PSK-32 signal: 1 (blue line); 4 (red line); 7 (green line); 10 (cyan line); 13 (magenta line); 16 (black line). LTI system – a band pass filter [11, p.143] with a degree of circuit coupling $\beta = 1.15$.

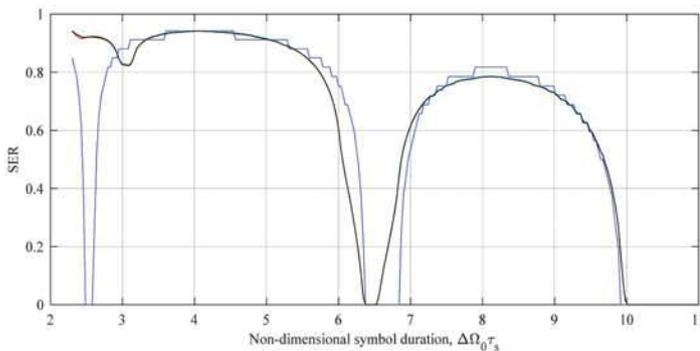


Fig. 10. Dependences of SER on non-dimensional symbol duration $\Delta\Omega_0\tau_s$ for ν symbol in transmitted information sequence of PSK-128 signal: 1 (blue line); 4 (red line); 7 (green line); 10 (cyan line); 11 (black line). LTI system – a single-stage bandpass filter [11, p.111] with a degree of circuit coupling $\beta = 2.41$

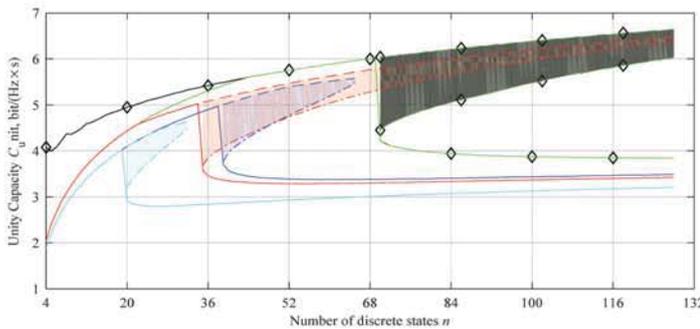


Fig. 11. Dependences of unity capacity C_{unit} on the number of discrete states n for considered communication channel. LTI system: a single-stage bandpass filter [11, p.111] with a degree of circuit coupling $\beta_{cr} = 1$. Estimation of channel capacity for case: 1) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0$ (black line with diamond marker and black shaded area); 2) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0$ (green line and green shaded area); 3) $\alpha_{pm} = 0.25$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0.249$; $\rho_0 = 0$ (red line and red shaded area); 4) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0.5$ (blue line and blue shaded area); 5) $\alpha_{pm} = 0.25$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0.249$; $\rho_0 = 0.5$ (cyan line and cyan shaded area). Type of capacity estimation: low bound of capacity (solid line); upper bound (dashed line) and low bound (dash-dotted line) of capacity of “transparency window”. “Transparency windows” – shadowed area

Taking into account the results obtained above, we estimate the capacity of the considered communication channel with presented in this paper LTI systems. The parameters for estimation are the following: $\varepsilon = 10^{-4}$; amount of realizations of information sequence $N = 5 \cdot 10^4$; resulting dimensionless frequency detuning $\rho_0 \in \{0; 0.5\}$; $\Delta_{msl} = \{1; 0.1\}$; $\varepsilon_0 = \{0; 0.249\}$; $\alpha_{pm} \in \{0.25; 0.499\}$.

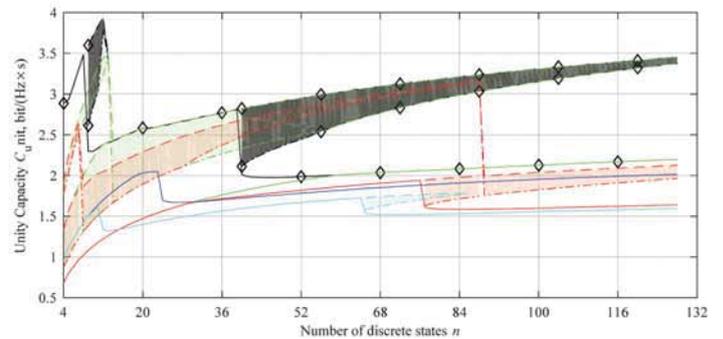


Fig. 12. Dependences of unity capacity C_{unit} on the number of discrete states n for considered communication channel. LTI system: a single-stage bandpass filter [11, p.111] with a degree of circuit coupling $\beta_{cr} = 2.41$. Estimation of channel capacity for case: 1) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0$ (black line with diamond marker and black shaded area); 2) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0$ (green line and green shaded area); 3) $\alpha_{pm} = 0.25$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0.249$; $\rho_0 = 0$ (red line and red shaded area); 4) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0.5$ (blue line and blue shaded area); 5) $\alpha_{pm} = 0.25$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0.249$; $\rho_0 = 0.5$ (cyan line and cyan shaded area). Type of capacity estimation: low bound of capacity (solid line); upper bound (dashed line) and low bound (dash-dotted line) of capacity of “transparency window”. “Transparency windows” – shadowed area

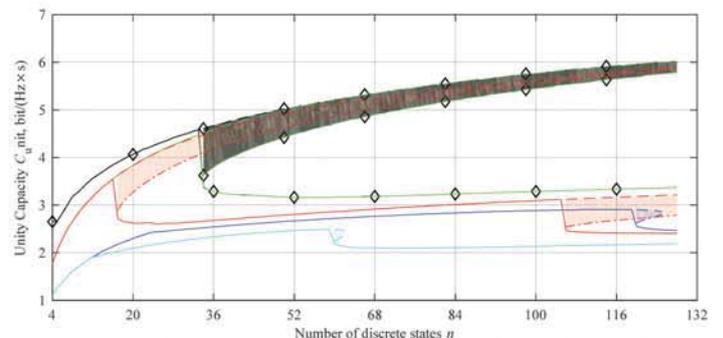


Fig. 13. Dependences of unity capacity C_{unit} on the number of discrete states n for considered communication channel. LTI system: three-circuit filter [11, p.162] with a degree of circuit coupling $\beta_{cr} = \sqrt{3}$. Estimation of channel capacity for case: 1) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0$ (black line with diamond marker and black shaded area); 2) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0$ (green line and green shaded area); 3) $\alpha_{pm} = 0.25$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0.249$; $\rho_0 = 0$ (red line and red shaded area); 4) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0.5$ (blue line and blue shaded area); 5) $\alpha_{pm} = 0.25$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0.249$; $\rho_0 = 0.5$ (cyan line and cyan shaded area). Type of capacity estimation: low bound of capacity (solid line); upper bound (dashed line) and low bound (dash-dotted line) of capacity of “transparency window”. “Transparency windows” – shadowed area

The results of unity capacity estimation $C_{unit} = C / 2\Delta F_0$, where $\Delta F_0 = \Delta\Omega_0 / 2\pi$ for considered LTI systems are presented on Fig. 11-16. It is necessary to mention, that, in a number of cases, “transparency windows” and the dependences of the capacity estimations are superimposed at certain values of discrete states n .

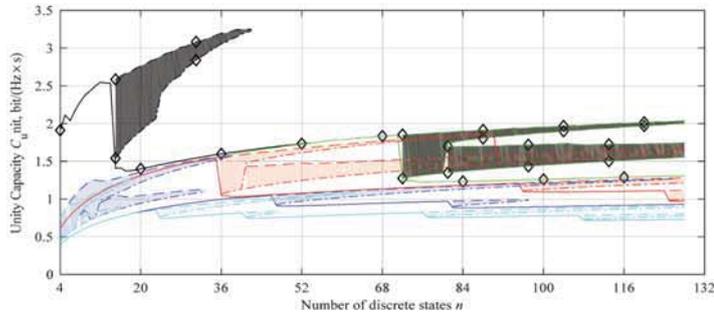


Fig. 14. Dependencies of unity capacity C_{unit} on the number of discrete states n for considered communication channel. LTI system: three-circuit filter [11, p.162] with a degree of circuit coupling $\beta = 6$. Estimation of channel capacity for case: 1) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0$ (black line with diamond marker and black shaded area); 2) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0$ (green line and green shaded area); 3) $\alpha_{pm} = 0.25$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0.249$; $\rho_0 = 0$ (red line and red shaded area); 4) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0.5$ (blue line and blue shaded area); 5) $\alpha_{pm} = 0.25$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0.249$; $\rho_0 = 0.5$ (cyan line and cyan shaded area). Type of capacity estimation: low bound of capacity (solid line); upper bound (dashed line) and low bound (dash-dotted line) of capacity of “transparency window”. “Transparency windows” – shadowed area

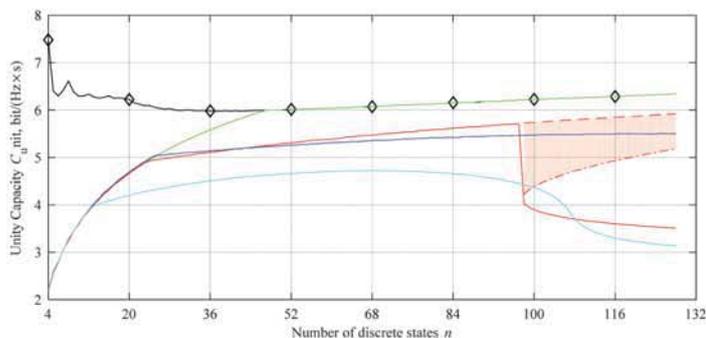


Fig. 15. Dependencies of unity capacity C_{unit} on the number of discrete states n for considered communication channel. LTI system: a single-stage bandpass filter [11, p.143] with a degree of circuit coupling $\beta_{cr} = 0.468$. Estimation of channel capacity for case: 1) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0$ (black line with diamond marker and black shaded area); 2) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0$ (green line and green shaded area); 3) $\alpha_{pm} = 0.25$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0.249$; $\rho_0 = 0$ (red line and red shaded area); 4) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0.5$ (blue line and blue shaded area); 5) $\alpha_{pm} = 0.25$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0.249$; $\rho_0 = 0.5$ (cyan line and cyan shaded area). Type of capacity estimation: low bound of capacity (solid line); upper bound (dashed line) and low bound (dash-dotted line) of capacity of “transparency window”. “Transparency windows” – shadowed area

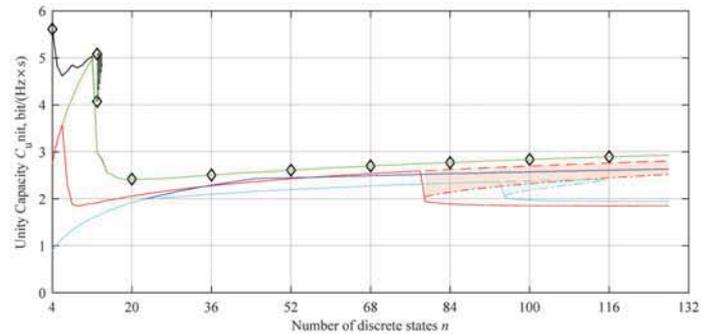


Fig. 16. Dependencies of unity capacity C_{unit} on the number of discrete states n for considered communication channel. LTI system: a single-stage bandpass filter [11, p.143] with a degree of circuit coupling $\beta_{cr} = 0.468$. Estimation of channel capacity for case: 1) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0$ (black line with diamond marker and black shaded area); 2) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0$ (green line and green shaded area); 3) $\alpha_{pm} = 0.25$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0.249$; $\rho_0 = 0$ (red line and red shaded area); 4) $\alpha_{pm} = 0.499$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0$; $\rho_0 = 0.5$ (blue line and blue shaded area); 5) $\alpha_{pm} = 0.25$; $\Delta_{msl} = 0.1$; $\varepsilon_0 = 0.249$; $\rho_0 = 0.5$ (cyan line and cyan shaded area). Type of capacity estimation: low bound of capacity (solid line); upper bound (dashed line) and low bound (dash-dotted line) of capacity of “transparency window”. “Transparency windows” – shadowed area

IV. Conclusion

Analyzing Fig. 11 – 16 we conclude the following:

The increase in the capacity of considered communication channel operating in the presence of strong ISI is possible due to the use of “transparency windows” including the case of frequency detuning. In the absence of unfavorable factors using “transparency windows” allows us to provide gain ($C_{ISI_{sp}} / C_{ISI_{low}}$) (in average) in the range from 1.2 to 1.9. An increase in the signal level requirement and the presence of a measurement error in the absence of frequency detuning, which may indicate the feasibility of such RDTS, leads to a decrease the size of “transparency windows” and their appearance at small values of the number of discrete states n . In this case, upper bound of capacity estimation is reduced in average from 3 to 5%.

References

- Mordvinov, A. E. (2008), *Possibility of increasing the frequency efficiency of communication lines due to the use of signals with mutual interference of symbols: dissertation [Issledovanie vozmozhnosti povysheniia chastotnoi effektivnosti linii svyazi za schet ispol'zovaniia signalov s vzaimnoi interferentsiei simvolov: dis. ... kand. tech. nauk]*, Moscow, MEI (TU), 150 p.
- Proakis, J. G. (2000), *Digital Communications*, 4th ed., McGraw-Hill, N.Y., 928 p.
- Zyablov, V.V., Korobkov D.L. and Portnoj S.L. (1991), *High-speed messaging in real channels [Vysokoskorostnaya skorost' peredachi soobshhenij v real'nykh kanalakh]* Radio i Svyaz', Moscow, 288 p.
- Lerner I.M. (2017), “Method for Capacity Estimation of Real Communicational Channels with PSK-n-signals in presence of ISI and its application”, *T-Comm*, No.8, pp. 52-58.
- Lerner I.M. (2017), “Analytical estimation of capacity of the communicational channel with the frequency response of the resonance filter in the presence of ISI and the use of PSK-n-signal”, *T-Comm*, No.9, pp. 65-73.
- Lerner I. M. and Kamal'dinov N. N. (2017) “To a question of increasing the data transmission rate of phase radio-technical data transmission systems operating under strong intersymbol interference in linear radio path”, *H&ES Research*, No. 5. pp. 92-104.

7. Lerner I. M. and Il'in G. I. (2017), "Possibility of increasing the data transmission rate in the presence of destabilizing factors in communication systems using symbols with mutual interference", *Physics of Wave Processes and Radio Engineering Systems*, No.4. pp. 24-34.
8. Lerner I.M. and Chernyavskii S.M. (2018), "Capacity estimation of real communicational channels with APSK-N-signals in presence of ISI", *T-Comm*, No.4, pp. 48-55.
9. Lerner, I.M., Il'in, G.I., Fayzullin, R.R. and Il'in, V.I. (2018), "Practical aspects of increasing the spectral efficiency of PSK-n-signals due to intersymbol symbol interference", *Proceedings of IEEE Conference 2018 systems of signals generating and processing in the field of on board communications, Moscow, March 14 – 15, 2018*, pp. 1-7
10. Lerner, I.M., Fayzullin, R.R. and Chernyavskii, S.M. (2018), "To a Matter of Increasing the Spectral Efficiency of Phase Radio-Technical Data Transmission Systems Operating under Strong Intersymbol Interference", *Russian Aeronautics*, Vol.61, No.1, pp. 120-126
11. Evtyanov, S.I. (1948), *Transient processes in the receiver-amplifier circuits [Perehodnye processy v priemno-usilitel'nykh shemah]* Svyaz'izdat, Moscow, 221 p.
12. Bogachev V.M. (2005), "Synthesis, frequency and transient characteristics of polynomial filters", *Vestnik MEI*, No.5, pp. 94-101.
13. Shannon, C. E. (1948), "A mathematical theory of communication", *Bell Syst. Tech. J.*, No. 3, pp. 379-423.
14. Lerner, I.M., (2018), "Capacity Determination of Linear Selective Systems Under the Acting of PSK-n Signal on Its Input due to the Estimation of the Error Probability per Symbol Caused by the ISI", *Proceedings of IEEE Conference 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, Minsk, July 4 – 5, 2018* (in press)
15. Lerner I. M. and Il'in G. I. (2012) "The analysis of the transient process caused by a jump in the amplitude and phase of a radio pulse at the input of a narrowband linear system", *Journal of Communications Technology and Electronics*, No.2. pp. 174-188.

К ВОПРОСУ ОЦЕНКИ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ В КАНАЛЕ С ФМН-Н-СИГНАЛАМИ И С ПАМЯТЬЮ, ВЫЗВАННОЙ МЕЖСИМВОЛЬНЫМИ ИСКАЖЕНИЯМИ, ПРИ НАЛИЧИИ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ В ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ

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

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00440

Аннотация

Объем передаваемой информации возрастает экспоненциально из года в год, что является тенденцией современного общества. Это приводит к необходимости увеличения скорости передачи данных систем передачи информации. Наиболее выражено это среди радиотехнических систем передачи информации, которые в настоящее время работают в условиях ограниченных частотных ресурсов и постоянно увеличивающихся требований их эффективного использования. Одним из наиболее эффективных подходов к решению этой проблемы является переход к передаче информации при наличии межсимвольных помех в радиотехнических системах передачи информации. Несмотря на привлекательность этого подхода, его техническая реализация связана с рядом трудностей, которые могут привести к увеличению сложности самого приемника при увеличении числа интерферирующих символов. В конечном итоге возникает вопрос не только о целесообразности реализации, но и о его практической осуществимости самого приёмника. Альтернативным подходом, позволяющим создавать радиотехнические системы передачи информации, которые функционируют в условиях сильных межсимвольных искажений, возникающих в линейных избирательных системах радиотракта, при отсутствии их компенсации, является соответствующий выбор длительности канального символа, осуществляемый с учетом разрешающего времени линейных избирательных систем. Производится оценка пропускной способности такого канала при использовании ФМн-п-сигнала, когда решающее устройство является компаратором, а при принятии решения отсутствует необходимость в учете памяти канала, при условии, что радиотехнические системы передачи информации работают в присутствии сильных межсимвольных искажений. Для решения этой задачи был разработан новый численный метод оценки пропускной способности, который можно использовать для оценки потенциальной пропускной способности при отсутствии шума, но в условиях различных нестабильностей, таких как расстройка по частоте, погрешность измерения, влияния уровня сигнала.

Ключевые слова: пропускная способность, фильтры, ФМн-п-сигналы, повышение спектральной эффективности.

Литература

1. Мордвинов А.Е. Исследование возможности повышения частотной эффективности линий связи за счет использования сигналов с взаимной интерференцией символов: дис. канд. техн. наук (05.12.04) дата защ. 12.10.08, дата утв. 21.05.09. МЭИ(ТУ). 150 с.
2. Proakis J.G. *Digital Communications*, 4th ed., N.Y.: McGraw-Hill, 2000. 928 p.
3. Зяблов В.В., Коробков Д.Л., Портной С.Л. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах. М.: Радио и связь, 1991, 288 с.
4. Лернер И.М. Метод оценки пропускной способности реальных каналов связи с многопозиционными фазоманипулированными сигналами при наличии межсимвольных искажений и его применение // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 8. С. 52-58.
5. Лернер И.М. Аналитическая оценка пропускной способности канала связи с частотной характеристикой резонансного фильтра при наличии межсимвольных искажений и использовании многопозиционного фазоманипулированного сигнала // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 9. С. 65-73.
6. Лернер И.М., Камалетдинов Н.Н. К вопросу увеличения скорости передачи в фазовых радиотехнических системах передачи информации, работающих при сильных межсимвольных искажениях в линейном радиотракте // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2017. Т. 9. № 5. С. 92-104.
7. Лернер И.М., Ильин Г.И. Об одной возможности увеличения скорости передачи при наличии дестабилизирующих факторов в системах связи, использующих взаимную интерференцию символов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2017. №4. С.24-34.
8. Лернер И.М., Чернявский С.М. Оценка пропускной способности реальных каналов связи с АФМН-Н-сигналами при наличии МСИ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №4. С. 48-55.
9. Lerner I.M., Il'in G.I., Fayzullin R.R., Il'in V.I. Practical aspects of increasing the spectral efficiency of PSK-n-signals due to intersymbol symbol interference // Proceedings of IEEE Conference 2018 systems of signals generating and processing in the field of on board communications, Moscow, March 14-15, 2018, pp. 1-7.
10. Лернер И.М., Фаизуллин Р.Р., Чернявский С.М. К вопросу повышения спектральной эффективности фазовых радиотехнических систем передачи информации, функционирующих при сильных межсимвольных искажениях // Известия высших учебных заведений. Авиационная техника. 2018. №1. С. 113-118.
11. Евтянов С.И. Переходные процессы в приемно-усилительных схемах. М.: Связьиздат, 1948.221 с.
12. Богачев В.М. Синтез, частотные и переходные характеристики полиномиальных фильтров // Вестник МЭИ. 2005. №5. С. 94-101.
13. Shannon C.E. A Mathematical Theory of Communication // Bell System Technical Journal, 1948, Vol. 27, pp. 379-423, 623-656.
14. Lerner I.M. Capacity Determination of Linear Selective Systems Under the Acting of PSK-n Signal on Its Input due to the Estimation of the Error Probability per Symbol Caused by the ISI // Proceedings of IEEE Conference 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, Minsk, July 4-5, 2018 (в печати)
15. Лернер И.М., Ильин Г.И. Анализ переходных процессов вызванных скачком амплитуды и фазы радиоимпульса на входе узкополосной линейной системы // Радиотехника и электроника. 2012, №2. С. 174-188.

Информация об авторе:

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

POLYNOMIAL APPROXIMATION APPLICATION FOR SOLVING THE SIGNAL DISTORTION ESTIMATION PROBLEM IN A SYSTEM WITH MIMO UNDER APRIOR UNCERTAINTY

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10133

Natalia E. Poborchaya,
MTUCI, Moscow, Russia,
n.poborchaya@mail.ru

Keywords: MIMO, channel estimation least square method, apriori uncertainty, IQ imbalance, DC drift, frequency shift, Rayleigh fading.

The most important trend in the development of communication technology is an increase information transfer speed. This problem can be solved by applying MIMO technology, which consists in the transmission and reception of signals by several antennas. In this paper, two algorithms for joint channel estimation are considered, taking into account distortions such as the amplitude-phase imbalance of the quadrature components of the M-QAM signal, the constant components drift and the frequency shift remaining from the demodulation procedure. The estimation algorithms operate under uncorrelated Rayleigh fading and a priori uncertainty with respect to phase noise and observation noise. Synthesis of these algorithms is done by the method of least squares with the use of polynomial approximation. The difference between the algorithms is as follows. First algorithm estimates the channel factors first by the test sequence without determining the frequency shift, then extrapolates them for the data receiving interval and then recalculates them according to the received data sequence. This can be repeated several times during a communication session. In another algorithm, after estimating the channel factors by test symbols, an estimate of the frequency is made, which allows to reduce the number of test intervals and, thus, to increase the time for data transmission, as well as to reduce the number of time intervals over which the channel is re-evaluated according to the received data sequence. This approach simplifies the algorithm and increases noise immunity. But it can be applied if the channel multipliers almost do not change during the evaluation and detection time. This is observed at low user's transceiver movement speed or, if the communication channel is stationary.

A computational experiment was carried out for four transmitting and receiving antennas, which showed the operability of both algorithms when receiving the 4-QAM signal. The algorithm with frequency estimation allows to extrapolate the communication channel more accurately and has an energy gain of up to 5 dB in comparison with the algorithm where the frequency shift estimation is not taken into account.

Information about author:

Natalia E. Poborchaya, docent, Cand. Tech. Sciences, MTUCI, general theory of communication chair, Moscow, Russia

Для цитирования:

Поборчая Н.Е. Применение полиномиальной аппроксимации для решения задачи оценивания искажений сигнала в системе с MIMO в условиях априорной неопределенности // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №8. С. 63-68.

For citation:

Poborchaya N.E. (2018). Polynomial approximation application for solving the signal distortion estimation problem in a system with MIMO under aprior uncertainty. *T-Comm*, vol. 12, no.8, pp. 63-68.

Problem formulation

A lot of work has been devoted to channel estimation in MIMO systems [1-4]. There are, as a rule, the correlation function of the channel is known or the channel matrix is constant. Distortions made by the direct conversion receiver are not taken into account or evaluated separately. Consider a model of the MIMO system with N transmit and N receive antennas after demodulation (carrier removal). Observations complex vector has the form $\mathbf{Y}_i = \mathbf{Y}_{ci} + j\mathbf{Y}_{si}$, where j – мнимая единица, imaginary unit,

$$\mathbf{Y}_{ci} = \mathbf{H}_{ci} \boldsymbol{\Theta}_i + \mathbf{B}_{ci} + \bar{\boldsymbol{\mu}}_{ci}, \quad \mathbf{Y}_{si} = \mathbf{H}_{si} \boldsymbol{\Theta}_i + \mathbf{B}_{si} + \bar{\boldsymbol{\mu}}_{si}, \quad (1)$$

therein $\boldsymbol{\Theta}_i = (I_{1i} \dots I_{Ni} \quad J_{1i} \dots J_{Ni})_{2N \times 1}^T$ – M-QAM data symbols or test sequence symbols vector, $\mathbf{B}_{ci} = (b_{c1i} \dots b_{cNi})_{N \times 1}^T$, $\mathbf{B}_{si} = (b_{s1i} \dots b_{sNi})_{N \times 1}^T$ – slowly varying constant components vectors, $\bar{\boldsymbol{\mu}}_{ci} = (\mu_{ci,1} \dots \mu_{ci,N})_{N \times 1}^T$, $\bar{\boldsymbol{\mu}}_{si} = (\mu_{si,1} \dots \mu_{si,N})_{N \times 1}^T$ – noise with an unknown distribution law, mean values vectors $E(\bar{\boldsymbol{\mu}}_{ci}) = E(\bar{\boldsymbol{\mu}}_{si}) = \mathbf{0}_{N \times 1}$ and covariance matrix $E(\bar{\boldsymbol{\mu}}_{ci} \bar{\boldsymbol{\mu}}_{ci}^T) = E(\bar{\boldsymbol{\mu}}_{si} \bar{\boldsymbol{\mu}}_{si}^T) = \sigma_{\mu}^2 \mathbf{I}_{N \times N}$,

$$\mathbf{H}_{ci} = \begin{pmatrix} H_{1c,1i}(i) & \dots & H_{1c,Ni}(i) & -H_{1s,1i}(i) & \dots & -H_{1s,Ni}(i) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ H_{1c,Mi}(i) & \dots & H_{1c,Ni}(i) & -H_{1s,Mi}(i) & \dots & -H_{1s,Ni}(i) \end{pmatrix}_{N \times 2N},$$

$$\mathbf{H}_{si} = \begin{pmatrix} H_{2s,1i}(i) & \dots & H_{2s,Ni}(i) & H_{2c,1i}(i) & \dots & H_{2c,Ni}(i) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ H_{2s,Mi}(i) & \dots & H_{2s,Ni}(i) & H_{2c,Mi}(i) & \dots & H_{2c,Ni}(i) \end{pmatrix}_{N \times 2N},$$

$i = 1, 2, \dots, n$ – discrete time, $E(\bullet)$ – mathematical expectation operator, $\mathbf{I}_{N \times N}$ – $N \times N$ unit matrix, « T » – operation transpose sign.

Elements of channel matrices \mathbf{H}_{ci} , \mathbf{H}_{si} are defined by expressions

$$H_{1c,lk}(i) = h_{c,lk}(i) \cos(x_{1li}) - h_{s,lk}(i) \sin(x_{1li}),$$

$$H_{1s,lk}(i) = h_{c,lk}(i) \sin(x_{1li}) + h_{s,lk}(i) \cos(x_{1li}), \quad (2)$$

$$H_{2c,lk}(i) = \gamma_l (h_{c,lk}(i) \cos(x_{2li}) - h_{s,lk}(i) \sin(x_{2li})),$$

$$H_{2s,lk}(i) = \gamma_l (h_{c,lk}(i) \sin(x_{2li}) + h_{s,lk}(i) \cos(x_{2li})), \quad (3)$$

therein l – receive antenna number, k – transceiver antenna number, $l = 1, 2, \dots, N$, $k = 1, 2, \dots, N$, $h_{c,lk}(i)$, $h_{s,lk}(i)$ – channel factors, $x_{1li} = 2\pi \Delta f_l T_c i + \varphi_{li}$, $x_{2li} = x_{1li} + \Delta \varphi_l$, γ_l , $\Delta \varphi_l$ – amplitude and phase imbalance respectively, Δf_l – frequency, which remained after the demodulation procedure, φ_{li} – phase, defined as $\varphi_{li} = \varphi_{l0} + \zeta_{li}$, $\zeta_{li} = b_0 \varepsilon_{l,i} + b_1 \varepsilon_{l,i-1} + b_2 \varepsilon_{l,i-2}$ – phase noise, is given by the second-order moving average model, $\varepsilon_{l,i}$ – white noise with $E(\varepsilon_{l,i}) = 0$; $E(\varepsilon_{l,i}^2) = \sigma_{\varepsilon}^2$, b_0, b_1, b_2 – constant coefficients, T_c – I_{ki} , J_{ki} symbols duration.

It is required from the observations (1) to find the estimation $\hat{\mathbf{H}}_{ci}$, $\hat{\mathbf{H}}_{si}$ of the channel matrices \mathbf{H}_{ci} , \mathbf{H}_{si} to forecast them for data receiving interval.

Problem solution

Let the following restrictions be satisfied. During the data transmission and reception do not change 1) channel factors $h_{c,lk}(i) = h_{c,lk}$, $h_{s,lk}(i) = h_{s,lk}$; 2) constant components $b_{c1i} = b_{c1}$, $b_{s1i} = b_{s1}$; 3) amplitude and phase imbalance γ_l , $\Delta \varphi_l$; 4) frequency Δf_l , $l, k = 1, 2, \dots, N$. The evaluation interval length for the test sequence of the is less than the value $\frac{1}{\Delta f_l}$, so

we cannot use classical DFT-based spectral analysis to estimate the frequency shift. Symbol synchronization is performed.

The channel matrix estimation algorithm, in which the frequency shift is not determined, and the extrapolation is performed by the estimated approximating coefficients is described in [5-7]. Bringing it here again does not make sense. The advantage of this approach is the possibility of using it with time-varying factors $h_{c,lk}(i)$, $h_{s,lk}(i)$ with complete a priori uncertainty about the channel. This algorithm will be called "algorithm 1" further.

Let us consider in more detail the second approach. Channel matrixes $\hat{\mathbf{H}}_{ci}$, $\hat{\mathbf{H}}_{si}$ estimation using test sequences is also carried out as in "algorithm 1".

1. Approximation. Let us represent (2), (3) as a polynomial of order p within the time window $\Delta = (1 \ 2 \ \dots \ m)$, m – test sequence length [7,8]:

$$H_{1c,lk}(i) = \mathbf{d}_l \mathbf{X}_{1c,lk}; \quad H_{1s,lk}(i) = \mathbf{d}_l \mathbf{X}_{1s,lk}; \quad (4)$$

$$H_{2c,lk}(i) = \mathbf{d}_l \mathbf{X}_{2c,lk}; \quad H_{2s,lk}(i) = \mathbf{d}_l \mathbf{X}_{2s,lk}; \quad (5)$$

$$i = 1, 2, \dots, m;$$

$$\mathbf{X}_{1c,lk} = (a_{1c,0,lk} \quad a_{1c,1,lk} \quad \dots \quad a_{1c,p,lk})_{(p+1) \times 1}^T;$$

$$\mathbf{X}_{1s,lk} = (a_{1s,0,lk} \quad a_{1s,1,lk} \quad \dots \quad a_{1s,p,lk})_{(p+1) \times 1}^T;$$

$$\mathbf{X}_{2c,lk} = (a_{2c,0,lk} \quad a_{2c,1,lk} \quad \dots \quad a_{2c,p,lk})_{(p+1) \times 1}^T;$$

$$\mathbf{X}_{2s,lk} = (a_{2s,0,lk} \quad a_{2s,1,lk} \quad \dots \quad a_{2s,p,lk})_{(p+1) \times 1}^T.$$

2. Estimation by test sequence. The problem will be solved by the least squares method, processing the whole sample of the signal with the volume m . Let us consider the model (1), where

$$\mathbf{Y}_{ci} = (y_{ci,1} \quad y_{ci,2} \quad \dots \quad y_{ci,N})_{N \times 1}^T, \quad \mathbf{Y}_{si} = (y_{si,1} \quad y_{si,2} \quad \dots \quad y_{si,N})_{N \times 1}^T.$$

Form the observed quadrature vectors for l -ої receiving antenna

$$\text{as } \bar{\mathbf{Y}}_{c,l} = (y_{cm,l} \quad y_{cm-l,l} \quad \dots \quad y_{c1,l})_{m,l}^T, \quad \bar{\mathbf{Y}}_{s,l} = (y_{sm,l} \quad y_{sm-l,l} \quad \dots \quad y_{s1,l})_{m,l}^T.$$

Then, taking (4), (5) into account, we have

$$\bar{\mathbf{Y}}_{c,l} = \mathbf{D}_c \mathbf{Z}_{1,l} + \boldsymbol{\eta}_{c,l}, \quad \bar{\mathbf{Y}}_{s,l} = \mathbf{D}_s \mathbf{Z}_{2,l} + \boldsymbol{\eta}_{s,l}. \quad (6)$$

therein

$$\mathbf{D}_c = \begin{pmatrix} \mathbf{d}_m I_{1m} & \dots & \mathbf{d}_m I_{Nm} & -\mathbf{d}_m J_{1m} & \dots & -\mathbf{d}_m J_{Nm} & 1 \\ \mathbf{d}_{m-1} I_{1m-1} & \dots & \mathbf{d}_{m-1} I_{Nm-1} & -\mathbf{d}_{m-1} J_{1m-1} & \dots & -\mathbf{d}_{m-1} J_{Nm-1} & 1 \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{d}_1 I_{11} & \dots & \mathbf{d}_1 I_{N1} & -\mathbf{d}_1 J_{11} & \dots & -\mathbf{d}_1 J_{N1} & 1 \end{pmatrix}_{m(2N(p+1)+1)},$$

$$\mathbf{D}_s = \begin{pmatrix} \mathbf{d}_m^J J_{1m} & \cdots & \mathbf{d}_m^J J_{Nm} & \mathbf{d}_m^I J_{1m} & \cdots & \mathbf{d}_m^I J_{Nm} & 1 \\ \mathbf{d}_{m-1}^J J_{1m-1} & \cdots & \mathbf{d}_{m-1}^J J_{Nm-1} & \mathbf{d}_{m-1}^I J_{1m-1} & \cdots & \mathbf{d}_{m-1}^I J_{Nm-1} & 1 \\ \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{d}_1^J J_{11} & \cdots & \mathbf{d}_1^J J_{N1} & \mathbf{d}_1^I J_{11} & \cdots & \mathbf{d}_1^I J_{N1} & 1 \end{pmatrix}_{m \times (2N(p+1)+1)},$$

$$\mathbf{Z}_{1,l} = \begin{pmatrix} \mathbf{X}_{1c,l1} \\ \vdots \\ \mathbf{X}_{1c,lN} \\ \mathbf{X}_{1s,l1} \\ \vdots \\ \mathbf{X}_{1s,lN} \\ b_{cl} \end{pmatrix}_{(2N(p+1)+1) \times 1}, \quad \mathbf{Z}_{2,l} = \begin{pmatrix} \mathbf{X}_{2c,l1} \\ \vdots \\ \mathbf{X}_{2c,lN} \\ \mathbf{X}_{2s,l1} \\ \vdots \\ \mathbf{X}_{2s,lN} \\ b_{sl} \end{pmatrix}_{(2N(p+1)+1) \times 1},$$

$$\boldsymbol{\eta}_{c,l} = \begin{pmatrix} \mu_{cm,l} \\ \vdots \\ \mu_{c1,l} \end{pmatrix}_{m \times 1}, \quad \boldsymbol{\eta}_{s,l} = \begin{pmatrix} \mu_{sm,l} \\ \vdots \\ \mu_{s1,l} \end{pmatrix}_{m \times 1}.$$

Uncorrelated noise vectors $\boldsymbol{\eta}_{c,l}, \boldsymbol{\eta}_{s,l}$ have zero mean values and covariance matrixes $E(\boldsymbol{\eta}_{c,l} \boldsymbol{\eta}_{c,l}^T) = E(\boldsymbol{\eta}_{s,l} \boldsymbol{\eta}_{s,l}^T) = \sigma^2 \mathbf{I}_{m \times m}$, $l = 1, 2, \dots, N$ – receiving antenna number.

Minimizing the functionals [8]

$$\|\bar{\mathbf{Y}}_{c,l} - \mathbf{D}_c \mathbf{Z}_{1,l}\|^2 = \min; \quad \|\bar{\mathbf{Y}}_{s,l} - \mathbf{D}_s \mathbf{Z}_{2,l}\|^2 = \min,$$

we obtain expressions for estimating the approximation coefficients and the constants

$$\hat{\mathbf{Z}}_{1,l} = (\mathbf{D}_c^T \mathbf{D}_c)^{-1} \mathbf{D}_c^T \bar{\mathbf{Y}}_{c,l}; \quad \hat{\mathbf{Z}}_{2,l} = (\mathbf{D}_s^T \mathbf{D}_s)^{-1} \mathbf{D}_s^T \bar{\mathbf{Y}}_{s,l}, \quad (7)$$

Remark. In the case of Gaussian noise, algorithm described by (7) is the optimal estimate based on the maximum likelihood criterion.

$$\text{therein } \hat{\mathbf{Z}}_{1,l} = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{X}}_{1c,l1} \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{X}}_{1c,lN} \\ \hat{\mathbf{X}}_{1s,l1} \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{X}}_{1s,lN} \\ \hat{b}_{cl} \end{pmatrix}_{(2N(p+1)+1) \times 1}, \quad \hat{\mathbf{Z}}_{2,l} = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{X}}_{2c,l1} \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{X}}_{2c,lN} \\ \hat{\mathbf{X}}_{2s,l1} \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{X}}_{2s,lN} \\ \hat{b}_{sl} \end{pmatrix}_{(2N(p+1)+1) \times 1},$$

$l = 1, 2, \dots, N$. Then the estimation of the elements of the channel matrix in the time window Δ will have the form

$$\hat{H}_{1c,lk}(i) = \mathbf{d}_i \hat{\mathbf{X}}_{1c,lk}; \quad \hat{H}_{1s,lk}(i) = \mathbf{d}_i \hat{\mathbf{X}}_{1s,lk}; \quad (8)$$

$$\hat{H}_{2c,lk}(i) = \mathbf{d}_i \hat{\mathbf{X}}_{2c,lk}; \quad \hat{H}_{2s,lk}(i) = \mathbf{d}_i \hat{\mathbf{X}}_{2s,lk}; \quad (9)$$

$$\hat{b}_{cl} = \hat{\mathbf{Z}}_{1l}(2N(p+1)+1, 1); \quad \hat{b}_{sl} = \hat{\mathbf{Z}}_{2l}(2N(p+1)+1, 1), \quad (10)$$

$i = 1, 2, \dots, m$, $l, k = 1, 2, \dots, N$.

Using the formulas (2), (3), we express the dependence of $\hat{H}_{2c,lk}(i), \hat{H}_{2s,lk}(i)$ on $\hat{H}_{1c,lk}(i), \hat{H}_{1s,lk}(i)$:

$$\hat{H}_{2c,lk}(i) = \hat{\gamma}_l \cos(\Delta \hat{\varphi}_l) \hat{H}_{1c,lk}(i) - \hat{\gamma}_l \sin(\Delta \hat{\varphi}_l) \hat{H}_{1s,lk}(i),$$

$$\hat{H}_{2s,lk}(i) = \hat{\gamma}_l \cos(\Delta \hat{\varphi}_l) \hat{H}_{1s,lk}(i) + \hat{\gamma}_l \sin(\Delta \hat{\varphi}_l) \hat{H}_{1c,lk}(i).$$

Then, using the method of statistical averaging, we obtain expressions for estimating the amplitude and phase imbalance

$$\hat{\gamma}_l = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \sqrt{\hat{V}_{c,lk}^2(i) + \hat{V}_{s,lk}^2(i)}; \quad (11)$$

$$\Delta \hat{\varphi}_l = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \arctg \left(\frac{\hat{V}_{s,lk}(i)}{\hat{V}_{c,lk}(i)} \right), \quad (12)$$

therein $(\hat{V}_{c,lk}(i) \quad \hat{V}_{s,lk}(i))^T = \hat{\mathbf{V}}_{lk,i} = \mathbf{B}_i^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{2,lk,i}$;

$$\hat{\mathbf{H}}_{2,lk,i} = (\hat{H}_{2c,lk}(i) \quad \hat{H}_{2s,lk}(i))^T; \quad \mathbf{B}_i = \begin{pmatrix} \hat{H}_{1c,lk}(i) & -\hat{H}_{1s,lk}(i) \\ \hat{H}_{1s,lk}(i) & \hat{H}_{1c,lk}(i) \end{pmatrix}.$$

To calculate the frequency shift, we use formula

$$\Delta \hat{f}_l = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \frac{1}{m - m_0} \sum_{i=1}^{m - m_0} \frac{1}{2\pi m_0 T_c} \arctg \left(\frac{\hat{W}_{slk}(i)}{\hat{W}_{clk}(i)} \right), \quad (13)$$

$$\hat{W}_{clk}(i) = \hat{H}_{1c,lk}(i) \hat{\Phi}_{cq1}(i + m_0) + \hat{H}_{1s,lk}(i) \hat{H}_{1s,lk}(i + m_0),$$

$$\hat{W}_{slk}(i) = \hat{H}_{1s,lk}(i + m_0) \hat{H}_{1c,lk}(i) - \hat{H}_{1c,lk}(i + m_0) \hat{H}_{1s,lk}(i),$$

where m_0 is the distance between two neighboring time sample (a parameter on which the quality of the frequency estimate depends), $0 < m_0 \leq m - 1$.

Remark. If for all receiving antennas the amplitude-phase imbalance, the frequency shift and the constant components are the same, then for their calculation, averaging over antennas:

$$\hat{\gamma} = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N \hat{\gamma}_l, \quad \Delta \hat{\varphi} = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N \Delta \hat{\varphi}_l, \quad \Delta \hat{f} = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N \Delta \hat{f}_l,$$

$$\hat{b}_c = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N \hat{b}_{cl}, \quad \hat{b}_s = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N \hat{b}_{sl}.$$

Channel factors $H_{1c,lk}(i), H_{1s,lk}(i)$ taking into account (2), (3), can be represented in the form

$$H_{1c,lk}(i) = A_{lk} \cos(2\pi \Delta f_l T_c i + \varphi_{li} + \phi_{kl}) = F_{c,kl} \cos(2\pi \Delta f_l T_c i) - F_{s,kl} \sin(2\pi \Delta f_l T_c i),$$

$$H_{1s,lk}(i) = A_{lk} \sin(2\pi \Delta f_l T_c i + \varphi_{li} + \phi_{kl}) = F_{s,kl} \cos(2\pi \Delta f_l T_c i) + F_{c,kl} \sin(2\pi \Delta f_l T_c i),$$

$$\text{therein } A_{lk} = \sqrt{h_{c,lk}^2 + h_{s,lk}^2}, \quad \phi_{lk} = \arctg \left(\frac{h_{s,lk}}{h_{c,lk}} \right),$$

$$F_{c,kl} = A_{lk} \cos(\phi_{lk} + \varphi_{li}), \quad F_{s,kl} = A_{lk} \sin(\phi_{lk} + \varphi_{li})$$

We denote by $\hat{\mathbf{H}}_{1,lk,i} = (\hat{H}_{1c,lk}(i) \quad \hat{H}_{1s,lk}(i))^T$;

$$\hat{\mathbf{C}}_{li} = \begin{pmatrix} \cos(2\pi \Delta \hat{f}_l T_c i) & -\sin(2\pi \Delta \hat{f}_l T_c i) \\ \sin(2\pi \Delta \hat{f}_l T_c i) & \cos(2\pi \Delta \hat{f}_l T_c i) \end{pmatrix}; \quad \hat{\mathbf{F}}_{lk} = (\hat{F}_{c,lk} \quad \hat{F}_{s,lk})^T.$$

Then the estimation of the parameters $F_{c,lk}, F_{s,lk}, l, k = 1, 2, \dots, N$ can be found as

$$\hat{\mathbf{F}}_{lk} = \hat{\mathbf{C}}_{li}^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{1,lk,i} \quad (14)$$

Procedure (7) - (14) will be called "algorithm 2" further.

3. Extrapolation and detection. According to earlier estimates, the matrixes $\hat{\mathbf{H}}_{ci}, \hat{\mathbf{H}}_{si}$ are predicted for time interval $i = m + 1, m + 2, \dots, n$ by formulas

$$\hat{H}_{1c,lk}(i) = \hat{F}_{c,kl} \cos(2\pi \Delta \hat{f}_l T_c i) - \hat{F}_{s,kl} \sin(2\pi \Delta \hat{f}_l T_c i),$$

$$\hat{H}_{1s,lk}(i) = \hat{F}_{s,kl} \cos(2\pi \Delta \hat{f}_l T_c i) + \hat{F}_{c,kl} \sin(2\pi \Delta \hat{f}_l T_c i), \quad (15)$$

$$\hat{H}_{2c,lk}(i) = \hat{\gamma}_l \cos(\Delta\hat{\varphi}_l) \hat{H}_{1c,lk}(i) - \hat{\gamma}_l \sin(\Delta\hat{\varphi}_l) \hat{H}_{1s,lk}(i); \quad (16)$$

$$\hat{H}_{2s,lk}(i) = \hat{\gamma}_l \cos(\Delta\hat{\varphi}_l) \hat{H}_{1s,lk}(i) + \hat{\gamma}_l \sin(\Delta\hat{\varphi}_l) \hat{H}_{1c,lk}(i);$$

Further, using (15), (16), we define a soft solution

$$\mathbf{r}_i = \tilde{\mathbf{H}}_i^{-1} \tilde{\mathbf{Y}}_i, \quad (17)$$

therein $\mathbf{r}_i = (\mathbf{r}_{I,i} \quad \mathbf{r}_{J,i})^T$; $\tilde{\mathbf{Y}}_i = (\mathbf{y}_{c,i} \quad \mathbf{y}_{s,i})^T$; $\tilde{\mathbf{H}}_i = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{H}}_{ci} \\ \hat{\mathbf{H}}_{si} \end{pmatrix}_{2N \times 2N}$,

$$\mathbf{r}_{I,i} = (r_{I,i,1} \quad \dots \quad r_{I,i,N})_{1 \times N}; \quad \mathbf{r}_{J,i} = (r_{J,i,1} \quad \dots \quad r_{J,i,N})_{1 \times N};$$

$$\mathbf{y}_{c,i} = (y_{c,i,1} - \hat{b}_{c1} \quad \dots \quad y_{c,i,N} - \hat{b}_{cN})_{1 \times N}; \quad \mathbf{y}_{s,i} = (y_{s,i,1} - \hat{b}_{s1} \quad \dots \quad y_{s,i,N} - \hat{b}_{sN})_{1 \times N}.$$

Let $\Theta_{l,j_0} = (I_{l,j_0} \quad J_{l,j_0})^T$ be a the vector of possible M-QAM data symbols of the signal arriving at l -th receiving antenna, $j_0 = 1, 2, \dots, M$. Then minimizing the functional $\|\tilde{\mathbf{r}}_{i,l} - \Theta_{l,j_0}\|^2 = \min_{j_0}$, where $\tilde{\mathbf{r}}_{i,l} = (r_{I,i,l} \quad r_{J,i,l})^T$, we obtain a detection algorithm

$$\hat{\Theta}_{i,l} = \Theta_{l,j_0} = \underset{j_0}{\operatorname{argmax}} (r_{I,i,l} I_{l,j_0} + r_{J,i,l} J_{l,j_0} - 0.5(I_{l,j_0}^2 + J_{l,j_0}^2)),$$

that is optimal by the maximum likelihood criterion for Gaussian noise; $\hat{\Theta}_{i,l} = (\hat{I}_{i,l} \quad \hat{J}_{i,l})^T$, $l = 1, 2, \dots, N$.

Simulation

To analyze the obtained "algorithm 2", a computer experiment was performed with the following data: the number of transmitting and receiving antennas $N = 4$, he received 4-QAM signal the length of the test sequence, which is a 4-QAM signal with known information symbols, is $m = 500$, the sample size $n = 7500$, the order of the approximating polynomial $p = 1$, the standard deviation of the phase noise of about one degree, data symbol duration $T = 0.25$ мкс, sampling interval $\Delta t = T$, the number of experiments is – 500. The channel factors $h_{c,lk}$, $h_{s,lk}$ were formed as independent Gaussian random variables. Constant components $b_{c,l}$, $b_{s,l}$, amplitude imbalance γ_l , phase imbalance $\Delta\varphi_l$ and the initial random phase φ_{l0} are uniformly distributed over the intervals $[0;2]$, $[0.5;1]$, $[-\frac{\pi}{18}; \frac{\pi}{18}]$ and

$[-\pi; \pi]$ respectively, $l, k = 1, 2, \dots, N$, the residual frequency after the demodulation procedure is $\Delta f = 180.7$ Hz. The root-mean-square errors of the signal parameters estimation obtained using the procedure "algorithm 2" for different signal-to-noise ratios q (SNR) are given in Table 1.

Table 1
Estimation RMS when receiving a 4-QAM signal with four transmitting and receiving antennas

q , dB I/Q of the signal	43/41	40/38	33/31	30/28	23/21	20/18	13/11	10/8
RMS_{b_c}	$10^{-4} \cdot 5.38$	$10^{-4} \cdot 5.47$	$10^{-4} \cdot 6.12$	$10^{-4} \cdot 6.86$	$10^{-3} \cdot 1.1$	$10^{-3} \cdot 1.5$	$10^{-3} \cdot 3.2$	$10^{-3} \cdot 4.5$
RMS_{b_s}	$10^{-4} \cdot 4.3$	$10^{-4} \cdot 4.41$	$10^{-4} \cdot 5.24$	$10^{-4} \cdot 6.14$	$10^{-3} \cdot 1.1$	$10^{-3} \cdot 1.5$	$10^{-3} \cdot 3.3$	$10^{-3} \cdot 4.6$
RMS_{γ}	$10^{-3} \cdot 2.3$	$10^{-3} \cdot 2.3$	$10^{-3} \cdot 2.7$	$10^{-3} \cdot 3.2$	$10^{-3} \cdot 5.6$	$10^{-3} \cdot 7.6$	$10^{-2} \cdot 1.57$	$10^{-2} \cdot 2.23$
$RMS_{\Delta\varphi}$, (deg)	0.17	0.18	0.21	0.25	0.43	0.58	1.21	1.66
$RMS_{\Delta f}$, (Hz)	5.51	5.58	6.03	6.5	9.46	12.29	26.47	36.77

Figure 1 shows one of the implementations of the 4-QAM signal on one of the receiving antennas with SNR $q = 23 / 21$ dB for the in-phase and quadrature components, respectively, without compensation and with signal compensation for the two evaluation procedures. "Algorithm 1" worked with the following settings: $m = 500$, $n = 7500$, $p = 1$, the test sequence was used once, the length of the extrapolation and detection interval $K_0 = 100$, then the channel is re-evaluated according to the information sequence, the number of intervals K_0 is equal to $Q = 70$. The predicted channel for one implementation on one of the receiving antennas is illustrated in Figure 2.

Figure 3 shows the experimental error probabilities obtained after the detection procedure.

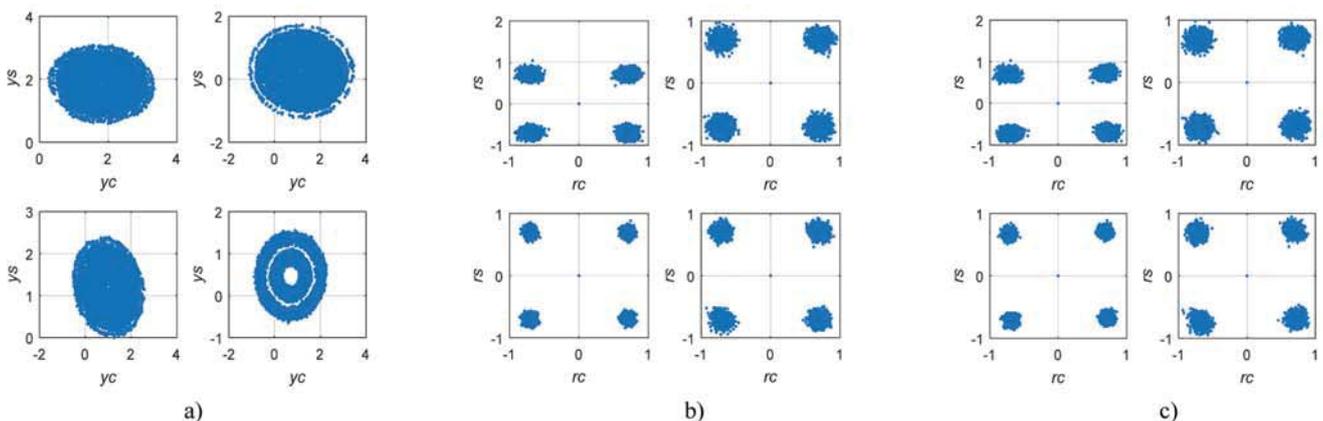


Figure 1. 4-QAM signal at the compensator input - (a), 4-QAM signal at the compensator output: using "algorithm 1" - (b), using "algorithm 2" - (c)

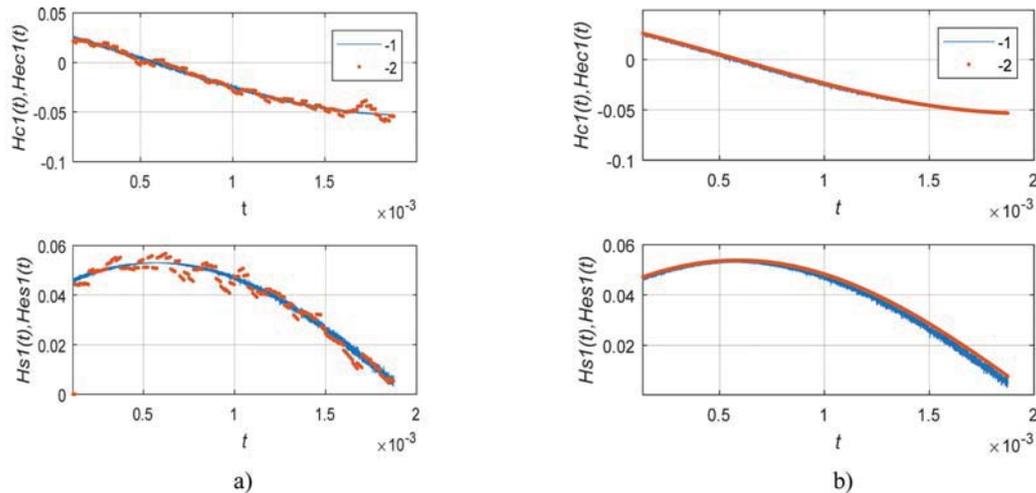


Figure 2. Extrapolated channel factors for procedures "Algorithm 1" - (a) and "Algorithm 2" - (b). 1-precisely known channel, 2-extrapolated channel

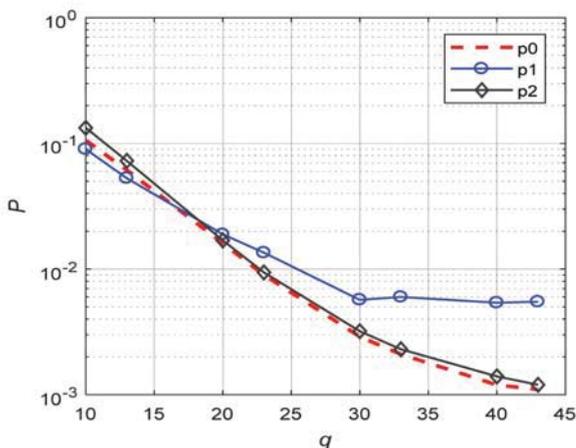


Figure 3. Probability of error of 4-QAM signal reception for four transmitting and receiving antennas: p_0 – for precisely known signal parameters, except for phase noise, p_1 – using "algorithm 1", p_2 – using "algorithm 2"

Conclusions

The computational experiment showed that under the same conditions for SNRs less than 20 dB, the two considered algorithms differ little from each other. Figure 3 shows that when the SNR is increased, "algorithm 2" has an energy gain in comparison with "algorithm 1". Moreover, with a frequency shift of 180.7 it does not require an extrapolation interval 15 times longer than the duration of the test sequence for recalculating the parameters by data symbols. This saves the resource of the microprocessor, on which the implementation of the algorithm is possible. But it can only be used in a stationary or slowly changing channel. "Algorithm 1" does not have this disadvantage.

References

1. Bakulin M.G., L.A. Varukina, Kreindelin V.B. (2014). *MIMO technology. Principles and algorithms*. Moscow: Hotline – Telecom. 244 p. (in Russian)
2. Nesterenko A.N. (2014). Mathematical model of MIMO-OFDM signal // *Internet-journal "Naukovedenie"*, issue 4 (23), pp. 1-12 <http://naukovedenie.ru>. (in Russian)
3. Kolyadenko Yu.Yu., Kolyadenko A.V. (2012). Mathematical model of the radio channel for MIMO systems // *Electronic scientific specialized edition-journal "Problems of Telecommunications"*, No. 2 (7), p p. 91-109. (in Russian)
4. Mukhin I.A. (2012). Investigation of the influence of the estimation error of the channel matrix on the efficiency of multi-antenna systems with spatial multiplexing // *T-Comm*, No.9, 2012, pp. 107-111. (in Russian)
5. Poborchaya N.E. (2017). Evaluation of the amplitude-phase imbalance and drift of the constitutive signal components in the MIMO system // *Systems of synchronization, formation and processing of signals*. Vol.8. No.3, pp. 36-41. (in Russian)
6. Poborchaya N.E., Khasyanova E.R. (2017). Estimation and compensation of signal distortions in a channel with Doppler spreading and Rayleigh fading // *Elektrosvyaz*. №6, pp. 44-49. (in Russian)
7. Poborchaya N.E., Pestryakov A.V. (2017). Evaluation and compensation of signal distortion in the receiving path of MIMO systems // *Elektrosvyaz*, No. 12, pp. 42-48. (in Russian)
8. Verzhbitsky V.M. (2005). *Fundamentals of numerical methods*. Moscow: High School. 840 p. (in Russian)

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ АППРОКСИМАЦИИ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ОЦЕНИВАНИЯ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА В СИСТЕМЕ С МИМО В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

Поборчая Наталья Евгеньевна, Московский технический университет связи и информатики, кафедра ОТС МТУСИ, Москва, Россия, n.poborchaya@mail.ru

Аннотация

Важнейшим направлением развития техники связи является увеличение скорости передачи информации. Эту проблему можно решить, применяя технологию МИМО, которая заключается в передаче и приеме сигналов несколькими антеннами.

Рассматриваются два алгоритма совместной оценки канала с учетом искажений таких, как амплитудно-фазовый разбаланс квадратурных компонент М-QAM сигнала, дрейф постоянных составляющих и сдвиг частоты, оставшийся от процедуры демодуляции. Алгоритмы оценивания работают в условиях некоррелированных релеевских замираний и априорной неопределенности относительно фазовых шумов и шумов наблюдений. Синтез данных процедур проведен методом наименьших квадратов с использованием полиномиальной аппроксимации.

Отличие рассматриваемых алгоритмов состоит в том, что в одном производится оценка множителей канала без определения сдвига частоты сначала по тестовой последовательности, затем производится их экстраполяция на время приема информации и дальнейший их пересчет по информационной последовательности. Это может повторяться несколько раз в течение сеанса связи. В другом случае после оценки множителей канала по тестовым символам происходит оценка частоты, которая позволяет сократить количество тестовых интервалов и тем самым увеличить время для передачи информации, а также уменьшить число временных промежутков, на которых производится переоценка канала по информационной последовательности. Такой подход упрощает алгоритм и увеличивает помехоустойчивость. Но его можно применить, если множители канала практически не изменяются за время оценки и детектирования. Это наблюдается при низкой скорости движения абонента или, если канал связи стационарный. Проведен вычислительный эксперимент для четырех передающих и приемных антенн, который показал работоспособность обеих процедур при приеме сигнала 4-QAM. Алгоритм с оценкой частоты позволяет более точно экстраполировать канал связи и обладает энергетическим выигрышем до 5 дБ по сравнению с процедурой, где оценка сдвига частоты не учитывается.

Ключевые слова: МИМО, оценка канала, метод наименьших квадратов, априорная неопределенность, сдвиг частоты, амплитудно-фазовый разбаланс, дрейф постоянных составляющих, релеевские замирания.

Литература

1. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В.Б. Технология МИМО. Принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком, 2014. 244 с.
2. Нестеренко А.Н. Математическая модель МИМО-OFDM сигнала. // Интернет-журнал "Науковедение", выпуск 4 (23), 2014. С.1-12, <http://naukovedenie.ru>.
3. Коляденко Ю.Ю., Коляденко А.В. Математическая модель радиоканала для МИМО систем // Электронное научное специализированное издание-журнал "Проблемы телекоммуникаций", № 2(7), 2012. С. 91-109.
4. Мухин И.А. Исследование влияния погрешности оценки канальной матрицы на эффективность многоантенных систем с пространственным мультиплексированием // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. №9. 2012. С. 107-111.
5. Поборчая Н.Е. Оценка амплитудно-фазового разбаланса и дрейфа постоянных составляющих сигнала в системе МИМО // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. Т.8. №3. 2017. С. 36-41.
6. Поборчая Н.Е., Хасьянова Е.Р. Оценка и компенсация искажений сигнала в канале с доплеровским расширением спектра и релеевскими замираниями // Электросвязь. 2017. №6. С. 44-49.
7. Поборчая Н.Е., Пестряков А.В. Оценка и компенсация искажений сигнала в приемном тракте систем с МИМО // Электросвязь. №12. 2017. С. 42-48.
8. Вержбицкий В.М. Основы численных методов. М.: Высшая школа, 2005, 840 с.

Информация об авторе:

Поборчая Наталья Евгеньевна, доцент, к.т.н., Московский технический университет связи и информатики, кафедра ОТС МТУСИ, Москва, Россия

THE INFLUENCE OF THE SHAPE OF THE LIGHT PULSE ON THE OPERATING PARAMETERS OF FIBER-OPTICAL COMMUNICATION LINES

Konstantin A. Izotov,
MTUCI, Moscow, Russia, kaizotov@yandex.ru

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10134

Alexey A. Loktev,
Russian University of Transport (MIIT), Moscow, Russia,
aaloktev@yandex.ru

Daniil A. Loktev,
Bauman Moscow State Technical University (BMSTU),
Moscow, Russia, loktevdan@bmstu.ru

Keywords: input and output pulses, change the duration, the envelope of the signal, parameters of optical fibers, chromatic dispersion, frequency chirp, the wave equation.

This work is devoted to the study of the influence of the main parameters of the light pulse on the characteristics of the use of the fiber-optic system as a whole. The direction of work is relevant and timely due to the use of fiber-optic lines in a wide range of tasks, from data transmission to monitoring systems of linear structures and transport infrastructure. In the process of optical signal propagation along the waveguide, it changes due to the action of such factors and phenomena as attenuation, group velocity dispersion, phase self-modulation, phase cross-modulation, four-wave mixing, Mandelstam-Brillouin scattering and other nonlinear effects. In this paper we study the effect of the main of these phenomena on the light pulses of different shapes and their sequence in order to identify the possibility of increasing the signal power at the output of the fiber-optic system, the data rate or the length of the linear path between the active amplifying devices. The analytical dependences for the optical power envelope, the input signal form as a function of time, the electric intensity of the electromagnetic field of the light wave are given, which are then numerically investigated in a software-computer complex that allows to simulate not only the parameters of the data transmission system, but also the physical environment itself. Discuss the six forms of light pulses: meander, triangle, sinusoid, "trident", Gaussian pulse and Gaussian pulse chirped. The equations describing the behavior of an extended waveguide during the light pulse passing through it are considered, the conditions for their solution and the requirements to the methods for determining the required values for subsequent comparison with the data of numerical simulation are formulated. The qualitative conclusions about the influence of these input parameters and the properties of the propagation medium on the characteristics of the output pulse are made. The obtained results can be used in the existing information transmission systems to increase their capacity and in the designed monitoring systems to determine the deformation of various extended artificial structures.

Information about authors:

Konstantin A. Izotov, Post-graduate student, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia

Alexey A. Loktev, Doctor of physics and mathematics, Professor, Head of the Department, Russian University of Transport (MIIT), Moscow, Russia

Daniil A. Loktev, PhD, Assistant Professor, Bauman Moscow State Technical University (BMSTU), Department "Information Systems and Telecommunications", Moscow, Russia

Для цитирования:

Изотов К.А., Локтев А.А., Локтев Д.А. Влияние формы светового импульса на параметры функционирования волоконно-оптической линии связи // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №8. С. 69-74.

For citation:

Izotov K.A., Loktev A.A., Loktev D.A. (2018). The influence of the shape of the light pulse on the operating parameters of fiber-optical communication lines. *T-Comm*, vol. 12, no.8, pp. 69-74.

One of the main trends of modern data transmission systems is the use of fiber-optic lines or their individual segments. Light waveguide made of fused quartz with alloying additives has significant advantages in comparison with other physical media of information transmission, but at the same time, at high transfer rates, increasing the length of the regeneration areas and the accuracy of detection of defects (for monitoring systems based on fiber-optic sensors), various effects appear that affect the propagation of the optical signal over the optical fiber. Such effects include increased attenuation in individual wavelength ranges, a dispersion of group velocities, phase self-modulation, phase cross-modulation, four-wave mixing, Mandelstam-Brillouin scattering, and some other processes. These effects affect the nature of the transmission of light pulses, their groups and the parameters of the communication or monitoring system. The influence of the shape of the light pulses at the entrance channel is not completely investigated in the presence of these effects on the characteristics of the output signal. This work is devoted to the study of the possibilities of increasing the signal power at the output of the fiber-optic system, the data rate or the length of the linear path between the active amplifying devices.

When modeling the process of propagation of a light signal through a fiber, the envelope of the optical power at the output of the fiber-optic communication line can be represented in the form [1, 2]:

$$\tilde{U}(L, \omega) = \tilde{U}(0, \omega) \cdot \exp\left(\frac{j}{2} \beta_2 \omega_0^2 L\right) \quad (1)$$

where $\tilde{U}(0, \omega)$ – functional determining the shape of the input pulse; ω_0 – circular frequency corresponding to the wavelength

of the radiation λ_0 ; j – imaginary unit; β_2 – the second-order dispersion coefficient, taking into account the parameters of the propagation medium and the guiding mode.

The signal at the input of the line is proposed to be represented as a function of time in the following form [3, 4]:

$$E(t) = \frac{1}{2} A(t) \cdot \exp(j\omega_0 t) + \frac{1}{2} \overline{A(t)} \cdot \exp(j\omega_0 t) \quad (2)$$

where $A(t)$ – a slowly varying pulse envelope; $\overline{A(t)}$ – complex conjugate function $A(t)$.

When studying the influence of the initial form of the input signal, it is proposed to consider six types of envelopes that correspond to the most used pulses in data transmission, monitoring and diagnostic systems [5, 6]: meander, triangle, sinusoid, "trident", Gaussian pulse, Gaussian pulse with chirp (Fig. 1).

Using the mathematical representation of the signal (1), graphical dependencies were obtained for the pulses at the output of the fiber-optical communication line (Fig. 2) [7, 8]. In the numerical simulation of the output signal, it is assumed, that $t_0 = 7 \cdot 10^{-14} s$ – pulse duration at the input of the linear path, $\lambda_0 = 1510 \cdot 10^{-9} m$ – basic wavelength of emission. Analyzing the dependencies, shown in Fig. 2, it is well seen that the pulse duration increases during propagation under the action of group velocity dispersion [9, 10].

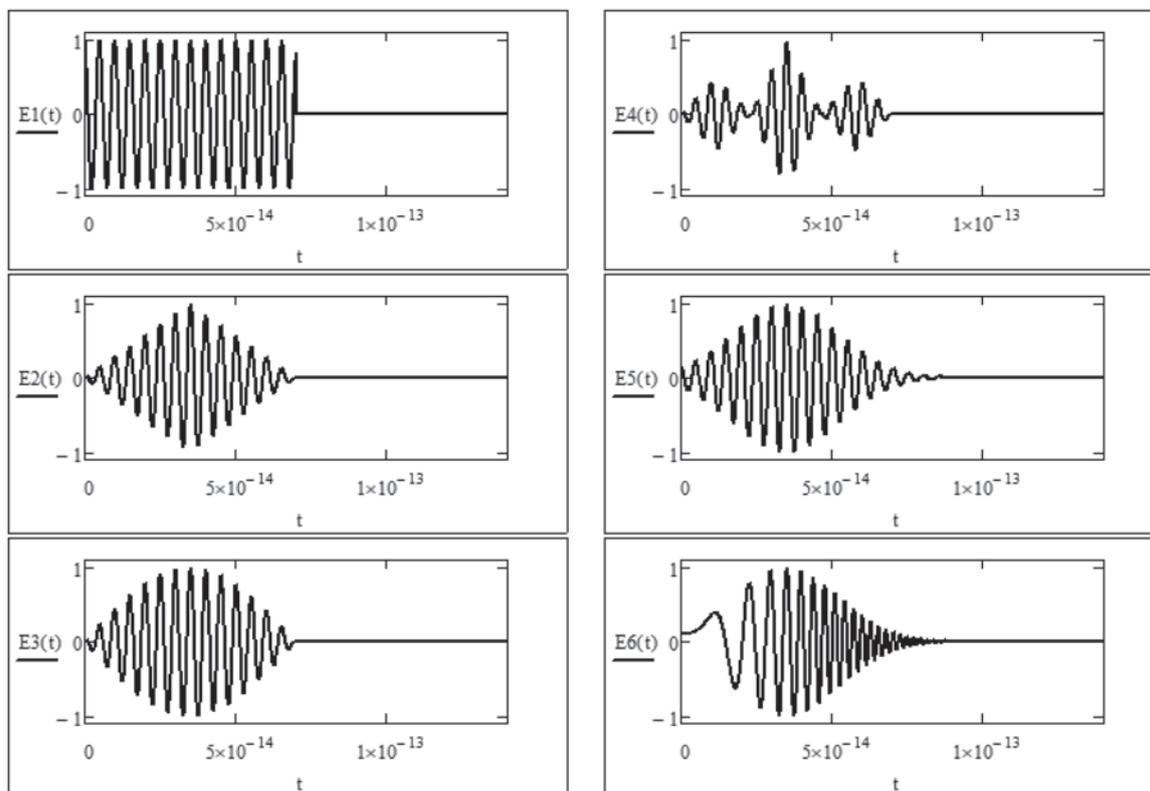


Fig. 1. Input pulses of a fiber-optic communication line

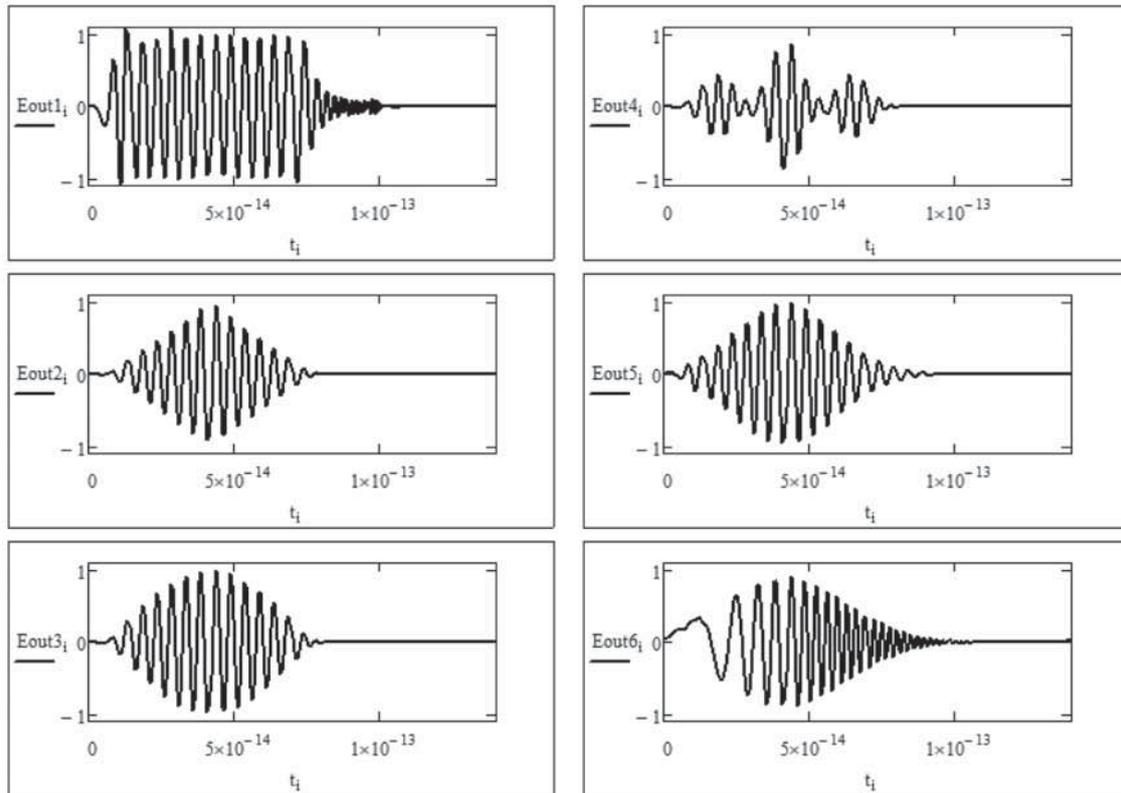


Fig. 2. Pulse shape at the output of the fiber-optic communication line without taking into account the effect of attenuation

To take into account the attenuation of the light pulse in the waveguide, it is proposed to use the model [11, 12], which assumes that the electric intensity of the electromagnetic field $\dot{E}(r, z, t)$ of the light wave carrying the pulse can be represented as follows [1,2]:

$$\dot{E}(r, z, t) = \dot{F}(r, t) \cdot \sqrt{P_0} \cdot \exp\left(-\frac{\alpha z}{2}\right) \cdot U(z, T_{norm}) \cdot \exp(j\beta_{input} z) \quad (3)$$

where $\dot{F}(r, t)$ – component of the field in the transverse direction of the fiber; P_0 – peak pulse power at the input of fiber-optic communication line; α – attenuation coefficient (the attenuation of the pulse power, normalized to unit length); z – distance from the entrance of the fiber-optic path to the desired point, in which the parameters of the light wave are determined; U – function relating the length of the physical channel and the pulse duration and taking into account the geometric parameters of the line; $T_{norm} \approx \frac{t - z \cdot \beta_1}{T_{input}}$.

Taking into account the proposed model, the investigated pulse power function can be represented as:

$$P = s \cdot \frac{\dot{E} \cdot \bar{\dot{E}}}{2z_v}, \quad (4)$$

where s – cross-sectional area of the fiber; \dot{E} – is determined from (3); $\bar{\dot{E}}$ – complex conjugated function \dot{E} ; z_v – the wave resistance of optical fiber.

The following parameters were specified, corresponding to the standard modern fiber-optic communication line in numerical

simulation procedures: $P_0 = 1,2 \cdot 10^{-4} W$, $\lambda_0 = 1550 \cdot 10^{-9} m$, $\beta_2 = 22 ns^2/km$, $T_{input} = 1,14 \cdot 10^{-9} s$, $z_v = 250 Om$.

When the signal attenuation is included in the mathematical model of light propagation along the waveguide, it is necessary to take into account that the total attenuation in the fiber is represented as a sum:

$$\alpha = \alpha_{own} + \alpha_{add} = \alpha_{abs} + \alpha_{scat} + \alpha_{cable} + \alpha_{op}, \quad (5)$$

where α_{abs} – absorption losses, α_{scat} – scattering losses, α_{cable} – cable losses (appear in the manufacture and laying of optical cable); α_{op} – operating losses; four types of losses are grouped into two components: α_{own} – own losses (includes absorption and scattering losses), α_{add} – additional losses (includes cable and operating losses).

Since this study does not take into account the topology of the fiber-optic communication line, as well as the type of optical cable, the main dependences are for their own losses. The coefficient α_{abs} largely depends on the ultraviolet and infrared absorption in fused quartz and on the losses caused by the absorption of impurities. Each impurity absorbs emitting at certain wavelengths and also causes the scattering of light energy as Joule heat (Fig. 4). The coefficient α_{scat} is mainly determined by the Rayleigh scattering of light emitting, which is caused by microscopic inhomogeneities in the waveguide. Rayleigh scattering losses are inversely proportional to the wavelength according to the law λ^{-4} (Fig. 4). The leading manufacturers of optical fiber [5, 6] produce waveguides with very low impurity values, achieving the appearance of transparency windows in different ranges of the main wavelengths and solving the problem of both reducing the absolute value of the attenuation coefficient and extending the wavelength ranges of the trans-

mitted emitting depending on the used receiving and transmitting equipment [13]. In this paper, we use the attenuation function as a function of the wavelength for conventional single-mode and multimode fibers (Fig. 4), which is well interpolated by the relation:

$$\alpha = K_{rel}\lambda^{-4} + \delta_{OH}(\lambda) + Ce^{-k/\lambda},$$

where $\delta_{OH}(\lambda)$ shows the absorption maximum at impurities of OH groups, the first term describes Rayleigh scattering, and the third-infrared absorption ($K_{rel} = 0,8 \mu\text{m}^4\text{dB/km}$; $C = 0,9\text{dB/km}$; $k = 0,7-0,9 \mu\text{m}$).

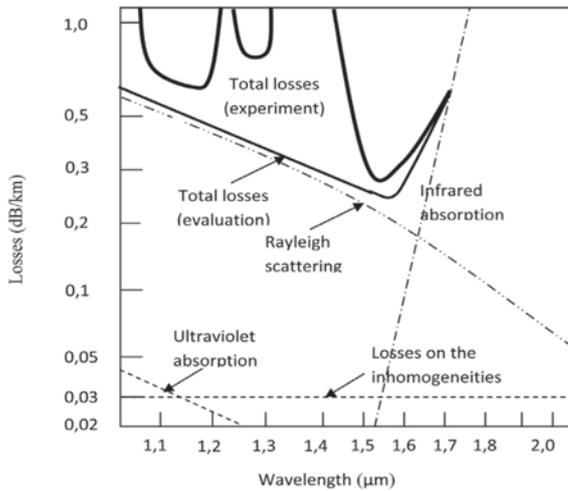


Fig. 3. Factors affecting the attenuation function

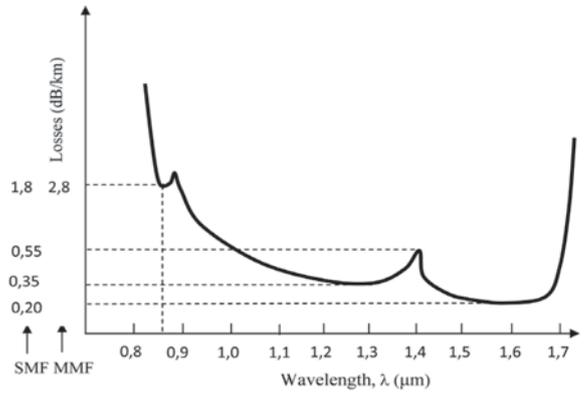


Fig. 4. Dependence of attenuation on wavelength

Taking into account the expression (5), as well as the specific loss function for the given waveguide (6), when solving the relations (3) and (4), graphical dependences were obtained for the power of the light pulses at the output of the fiber-optic communication line (Fig. 5).

Analyzing the graphical dependences shown in Fig. 5, it can be seen that the curves under the numbers 1, 2, 3, 5 are distorted more than 4 and 6, due to attenuation. It is proposed to make a choice in favor of the form presented in graph 6, because its spectral characteristics are less prone to distortion under the influence of chromatic dispersion than the output signal presented in graph 4. In addition, when a signal propagates through the fiber-optic communication line under the influence of phase self-modulation and phase cross-modulation, the pulse will acquire additional frequency modulation.

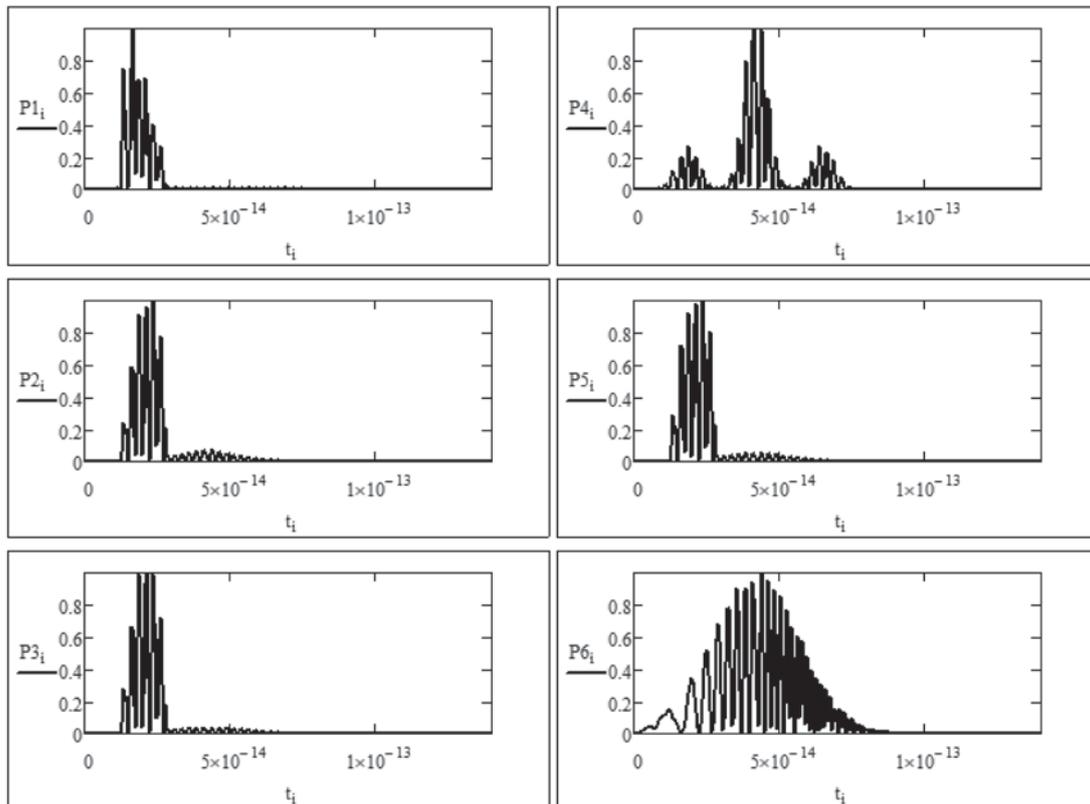


Fig. 5. Graphs of pulse output power

The numerical simulation showed that when a Gaussian pulse passes, it retains a Gaussian shape, and its duration increases monotonically if $\beta_2 C > 0$; if $\beta_2 C < 0$ – will decrease to the minimum duration: $T_{\min} = \frac{T_0}{\sqrt{1 + C^2}}$ with a subsequent increase.

The pulse duration at the output of the fiber-optic communication line, in the case of using a Gauss pulse with a chirp can be determined as [2]:

$$T_{\text{output}} = T_0 \cdot \sqrt{\left(1 + \frac{C\beta_2 L}{T_0^2}\right)^2 + \left(\frac{\beta_2 L}{T_0^2}\right)^2}$$

Parameter chirp allows to control the output signal duration for a given length of a fiber-optic communication line or to increase the transmission range of information for a given limiting value of the broadening of the pulse if it is need to solve the inverse problem. The presence of chirp allows additional information to be added to the pulse, which can be used in the settings of the receiving optoelectronic module or in the diagnostics of linear structures, if the optical fiber is connected with the structures and their elements and the deformation is monitored by studying the change in attenuation parameters. The proposed technique can be implemented for any type of optical fibers by specifying the dispersion parameters and the dependence of the attenuation coefficient on the wavelength of the transmitted light.

References

1. Agrawal G.P. (2009). *Nonlinear fiber optics*. Boston: Academic Press. 466 p.
2. Andrianova A.V. (2013). *Razrabotka volokonno-opticheskogo segmenta sverkhshirokopolosnykh sistem peredachi informatsii na baze tekhnologii Radio-over-fiber* [Development of fiber-optic segment of ultra-wideband information transmission systems based on technology Radio-over-fiber]; dis. cand. of techn. sciences: 05.12.13. Ufa. 2016, 165 p. (in Russian)
3. Borodkin A.A. (2015). *Volokonnyye itterbiyevyye lazery sverkhkorotkikh impul'sov bez vnutrirezonnatornoy kompensatsii dispersii s ispol'zovaniyem nelineynogo volokonnoy zerkala i modulyatora na osnove uglerodnykh nanotrubok* [Fiber ytterbium lasers of ultrashort pulses without intracavity compensation of dispersion using a nonlinear fiber mirror and a modulator based on carbon nanotubes]; dis. cand. of physico-mat. sciences: 01.04.21. Moscow. 140 p. (in Russian)
4. Grigorov I.V. (2013). *Obrabotka signalov v telekommunikatsionnykh sistemakh s primeneniym nelineynykh unitarnykh preobrazovaniy* [Signal processing in telecommunication systems using nonlinear unitary transformations]; dis. doctor of technical sciences: 05.12.13. Samara. 329 p. (in Russian)
5. Sklyarov O.K. *Volokonno-opticheskiye seti i sistemy svyazi* [Fiber-optic networks and communication systems]. M.: SOLON-Press, 2004, 272 p. (in Russian)
6. Listvin A.V., Listvin V.N., Shvyrykov D.V. (2003). *Opticheskiye volokna dlya liniy svyazi* [Optical fibers for communication lines]. Moscow: LESARart. 288 p. (in Russian)
7. Loktev A.A., Matasov A.S. (2013). *Opreddeniye kharakteristik elektromagnitnogo polya s pomoshch'yu lucheвого метода* [Determination of the characteristics of the electromagnetic field by means of the ray method]. *T-Comm*. Мшд.7, no. 3, pp. 28-31. (in Russian)
8. Loktev A.A., Loktev D.A. (2015). *Metod opredeleniya rasstoyaniya do ob'ekta putem analiza razmytiya ego izobrazheniya* [Method of determining the distance to the object by analyzing its image blur]. *Vestnik MGSU* [Proceedings of Moscow State University of Civil Engineering], no. 6, pp. 140-151. (in Russian)
9. Loktev A.A., Zaletdinov A.V. (2010). *Opreddeniye tochek vzaimodeystviya pryamykh i otrazhennykh voln v plastinke* [Definition of points of interaction of direct and reflected waves in the plate]. *Vestnik MGSU* [Proceedings of Moscow State University of Civil Engineering], no. 4-3, pp. 303-308. (in Russian)
10. Sychev V.P., Loktev A.A., Loktev D.A., Izotov K.A. (2016). *Modelirovaniye sistemy monitoringa zheleznodorozhnogo puti dlya povysheniya informativnosti otsenki yego sodержaniya* [Modeling of the railway track monitoring system to increase the informative value of its content evaluation]. *Mobile business: prospects of development and implementation of radio communication systems in Russia and abroad. The collection of materials (abstracts) XXXVIII international conference of the Russian Academy of Natural Sciences*, pp. 11-13. (in Russian)
11. Loktev A.A., Izotov K.A. (2017). *Model' povysheniya propusknoy sposobnosti volokonno-opticheskoy linii svyazi* [A model for increasing the capacity of a fiber-optic communication line]. *Information society technologies. XI International branch scientific and technical conference: proceedings*, pp. 321-322. (in Russian)
12. Loktev A.A., Izotov K.A., Linkov V.I. (2017). *Vozmozhnosti povysheniya propusknoy sposobnosti volokonno-opticheskikh liniy svyazi* [Opportunities to increase the capacity of fiber-optic communication lines]. *Nauka i tekhnika transporta* [Science and technology of transport], no. 3, pp. 97-101. (in Russian)
13. Loktev A.A., Loktev D.A. (2017). *Vyavleniye i detektirovaniye vneshnykh defektov verkhnego stroyeniya puti agregirovannym metodom na osnove stereozreniya i analiza razmytiya obraza* [Identification and detection of external defects of the track top structure by an aggregated method based on stereo vision and blur analysis of the image]. *Vnedreniye sovremennykh konstruktivnykh i peredovykh tekhnologiy v putevoye khozyaystvo* [Introduction of modern structures and advanced technologies in track facilities]. Vol. 11, no. 11-11 (11), pp. 96-100. (in Russian)

ВЛИЯНИЕ ФОРМЫ СВЕТОВОГО ИМПУЛЬСА НА ПАРАМЕТРЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

Изотов Константин Андреевич, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, kaizotov@yandex.ru

Локтев Алексей Алексеевич, Российский университет транспорта (МИИТ), Москва, Россия, aaloktev@yandex.ru

Локтев Даниил Алексеевич, Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия, loktevdan@yandex.ru

Аннотация

Исследование посвящено изучению влияния основных параметров светового импульса на характеристики использования волоконно-оптической системы в целом. Направление работы актуально и своевременно из-за использования волоконно-оптических линий в широком диапазоне задач, от передачи данных до систем мониторинга линейных сооружений и объектов транспортной инфраструктуры. В процессе распространения оптического сигнала по волноводу происходит его изменение из-за действия таких факторов и явлений, как затухание, дисперсия групповых скоростей, фазовая самомодуляция, фазовая кросс-модуляция, четырехволновое смешивание, рассеяние Мандельштама-Бриллюэна и других нелинейных эффектов. В данной работе изучается влияние основных из указанных явлений на световые импульсы различных форм и их последовательности с целью выявления возможностей увеличения мощности сигнала на выходе из волоконно-оптической системы, скорости передачи данных или длины линейного тракта между активными усиливающими устройствами. Задаются аналитические зависимости для огибающей оптической мощности, формы входного сигнала как функции времени, электрической напряженности электромагнитного поля световой волны, которые затем численно исследуются в программно-вычислительном комплексе, позволяющем моделировать не только параметры системы передачи данных, но и непосредственно физической среды. Рассмотрены шесть форм световых импульсов: меандр, треугольник, синусоида, "трезубец", гауссовский импульс и гауссовский импульс с чирпом. Рассмотрены уравнения описывающие поведение протяженного волновода при прохождении по нему светового импульса, сформулированы условия для их решения и требования к методам определения искомым величинам для последующего сравнения с данными численного моделирования. Сделаны качественные выводы о влиянии на характеристики выходного импульса указанных параметров входного сигнала и свойств среды распространения. Полученные результаты могут быть использованы в существующих системах передачи информации для увеличения их пропускной способности и в проектируемых системах мониторинга для определения деформаций различных протяженных искусственных сооружений.

Ключевые слова: входной и выходной импульс, изменение длительности, огибающая сигнала, параметры оптического волокна, хроматическая дисперсия, частотный чирп, волновые уравнения.

Литература

1. Agrawal G.P. Nonlinear fiber optics. Boston: Academic Press. 2009. 466 p.
2. Андрианова А.В. Разработка волоконно-оптического сегмента сверхширокополосных систем передачи информации на базе технологии Radio-over-fiber: дис. канд. техн. наук: 05.12.13 - Уфа. 2016. 165 с.
3. Бородин А.А. Волоконные итербиевые лазеры сверхкоротких импульсов без внутрирезонаторной компенсации дисперсии с использованием нелинейного волоконного зеркала и модулятора на основе углеродных нанотрубок: дис. канд. физ.-мат. наук: 01.04.21 М., 2015. 140 с.
4. Григорьев И.В. Обработка сигналов в телекоммуникационных системах с применением нелинейных унитарных преобразований: дис. д. техн. наук: 05.12.13. Самара. 2014. 329 с.
5. Скляр О.К. Волоконно-оптические сети и системы связи. М.: СОЛОН-Пресс, 2004. 272 с.
6. Листвин А.В., Листвин В.Н., Швырков Д.В. Оптические волокна для линий связи. М.: ЛЕСАРпт, 2003. 288 с.
7. Локтев А.А., Матасов С.А. Определение характеристик электромагнитного поля с помощью лучевого метода // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2013. Т.7. № 3. С. 28-31.
8. Локтев А.А., Локтев Д.А. Метод определения расстояния до объекта путем анализа размытия его изображения // Вестник МГСУ. 2015. № 6. С. 140-151.
9. Локтев А.А., Залетдинов А.В. Определение точек взаимодействия прямых и отраженных волн в пластинке // Вестник МГСУ. 2010. № 4-3. С. 303-308.
10. Сычев В.П., Локтев А.А., Локтев Д.А., Изотов К.А. Моделирование системы мониторинга железнодорожного пути для повышения информативности оценки его содержания / В книге: Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом сборник материалов (тезисов) XXXVIII международной конференции РАЕН. 2016. С. 11-13.
11. Локтев А.А., Изотов К.А. Модель повышения пропускной способности волоконно-оптической линии связи // В сборнике: Технологии информационного общества XI Международная отраслевая научно-техническая конференция: сборник трудов. 2017. С. 321-322.
12. Локтев А.А., Изотов К.А., Линьков В.И. Возможности повышения пропускной способности волоконно-оптических линий связи // Наука и техника транспорта. 2017. № 3. С. 97-101.
13. Локтев А.А., Локтев Д.А. Выявление и детектирование внешних дефектов верхнего строения пути агрегированным методом на основе стереозрения и анализа размытия образа // Внедрение современных конструкций и передовых технологий в путевое хозяйство. 2017. Т. 11. № 11-11 (11). С. 96-100.

Информация об авторах:

Изотов Константин Андреевич, Московский технический университет связи и информатики, аспирант, Москва, Россия

Локтев Алексей Алексеевич, д.ф.-м.н., профессор, Российский университет транспорта (МИИТ), заведующий кафедрой "Транспортное строительство", Москва, Россия

Локтев Даниил Алексеевич, к.т.н., Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана, доцент кафедры "Информационные системы и телекоммуникации", Москва, Россия

TWO-SIDED BOUNDS FOR MEASURES OF SERVICE QUALITY CONSIDERING RELIABILITY OF SERVERS

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10135

Victor A. Netes,
MTUCI, Moscow, Russia,
vicnet@yandex.ru

Keywords: service-providing system,
measure of service quality, reliability,
lower and upper bounds.

Mathematical models of service-providing systems are widely used for evaluation quality of service in information and communication systems. An important factor affecting service quality is reliability therefore it is desirable to take into account reliability of equipment, i.e. failures and restorations of servers. When servers can fail, the number of operable servers is random. A number of publications devote to various service-providing systems with unreliable servers but analysis of such systems is rather complicated. Besides that, usually some constraints are imposed on a considered system. On one hand, they concern an incoming flow and distribution of service time. On the other hand, as a rule, failures and restorations of servers are regarded as independent, restrictive assumptions are made about distributions of time between failures and restoration time (very often they are considered as exponential). In many actual situations these assumptions are rather unrealistic. For example, dependence between servers' states can be owing to failures of group equipment affecting simultaneously several servers, common maintenance system, common set of spare parts, etc.

The method is proposed that allow for a wide class of service-providing systems to obtain simple two-sided (lower and upper) bounds for measures of service quality considering reliability of servers. Distributions of time between failures and restoration time can be arbitrary; servers' states can be statistically dependent. The basic assumption is that the process of call servicing and the process of servers' failures and restorations can be regarded as independent. The problem of such system analysis is divided into two subproblems: calculation of an expected value for the number of operable servers and analysis of the analogous system with absolutely reliable servers. The proposed method is illustrated by an example.

Information about author:

Victor A. Netes, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Department of Communication Networks and Switching Systems, professor, D.Sc. in Engineering, Moscow, Russia

Для цитирования:

Нетес В.А. Двусторонние оценки для показателей качества обслуживания с учетом надежности обслуживаемых приборов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №8. С. 75-77.

For citation:

Netes V.A. (2018). Two-sided bounds for measures of service quality considering reliability of servers. *T-Comm*, vol. 12, no.8, pp. 75-77.

Introduction

The method is proposed that allow for a wide class of service-providing systems to obtain simple two-sided (lower and upper) bounds for measures of service quality considering reliability of servers. Generally speaking, using of two-sided bounds is well-known approach to reliability analysis of complex system for which exact calculation is complicated [1]. When using the proposed method, the problem is divided into two subproblems: calculation of an expected value for the number of operable servers and analysis of the analogous system with absolutely reliable servers. This method was briefly announced in [2].

Problem statement

Consider a system which serves calls (requests, demands) and consists of N servers. They can fail and restore, so the number of operable servers is a random variable that takes values $0, 1, \dots, N$. Denote it by ν . It is assumed that there exist a stationary probability distribution for ν and we will consider the system in the stationary state.

We assume that failures of servers are independent from their engagement in call servicing and times between failures are much larger than times between arrivals of calls. Then the process of call servicing and the process of servers' failures and restorations can be approximately regarded as independent.

Service quality under the fixed input load depends on a number of operable servers k ($k = 0, 1, \dots, N$). Denote this dependence by $f(k)$. Characters of incoming flow and service can be arbitrary. It is only necessary to have possibility to calculate values of the function f and this function should satisfy below-stated requirements.

Assume that the measure of service quality is defined in such a way that the greater its value, the higher (the better) quality. This means that the function f is increasing and $f(0) = 0$. Besides, let the function f is concave. These constrains are not very restrictive.

Actually, if service quality is assessed with the probability of call losses as it is accepted in teletraffic theory, then we can use as a measure of service quality the probability of call being serviced which is complementary for the loss probability. In a similar way other "unsuitable" measures can be replaced.

Concavity of f corresponds to a saturation effect which usually takes place in practice. This means that the greater the number of operating servers, the lesser the increment of a measure of service quality due to increment this number by one. Nevertheless, the situation when the function f is convex may be considered similarly but all inequalities should be replaced with reversed ones.

It is also assumed, that the function f can be extended for non-integer values of the argument. To do this, one can use interpolation formulas.

As an averaged measure of service quality ψ we take the expected value of $f(\nu)$:

$$\psi = E[f(\nu)] = \sum_{k=1}^N f(k) P\{\nu = k\} \tag{1}$$

This approach to defining measures of service quality considering reliability of equipment is well-known. It corresponds to general effectiveness evaluation methodology [1].

For instance, in such a way in ITU-T Recommendation E.550 [3] mean service accessibility (inaccessibility) was defined.

The direct calculation of ψ using (1) for large values of N is cumbersome. Therefore, in the next section very simple lower and upper bounds for ψ will be deduced. Their calculations do not require knowledge of a distribution of the random variable ν , i.e. probabilities $P\{\nu = k\}$ for all $k = 1, \dots, N$, but can be done based on only the expected value $\nu_1 = E(\nu)$.

Derivation of bounds

To obtain the lower bound, we use that for the concave function f its graph lies above the secant line, i.e. $\forall u \in [0, N]$ $f(u) \geq [f(N)/N]u$. Therefore:

$$\psi = E[f(\nu)] \geq \frac{f(N)}{N} E(\nu) = \frac{f(N)}{N} \nu_1.$$

To obtain the upper bound, we use Jensen's inequality in the probabilistic form for concave functions [4]:

$$\psi = E[f(\nu)] \leq f[E(\nu)] = f(\nu_1).$$

Combining both inequalities, we can write the resultant bounds:

$$f(N) \frac{\nu_1}{N} \leq \psi \leq f(\nu_1). \tag{2}$$

The ratio ν_1/N can be regarded as a dependability measure called effectiveness retention ratio or efficiency ratio [4]. It is used for complex systems in which failures of some elements can lead to decreased capacity or performance, but not to complete system failure (such systems were considered in [1, Chapter 8]). It is denoted by K_{ef} and defined as the ratio of a value of a system effectiveness measure to the rated value of this measure calculated under condition that failures do not occur. In the considered case a mean number of operable servers can be used as a simple measure of system effectiveness, and its rated value is N , therefore $K_{ef} = \nu_1/N$.

Using this notation, the bounds (2) can be written as

$$K_{ef} f(N) \leq \psi \leq f(K_{ef} N). \tag{3}$$

To find these bounds, one needs to know K_{ef} . For its calculation, only servers' availabilities A_i are required. Indeed, let x_i be an indicator of i th server's state: $x_i = 1$ if it is operable and $x_i = 0$ otherwise (i.e. if it is failed); $E(x_i) = P\{x_i = 1\} = A_i$. Then

$$\nu = \sum_{i=1}^N x_i \text{ and } \nu_1 = E(\nu) = \sum_{i=1}^N E(x_i) = \sum_{i=1}^N A_i.$$

Therefore, K_{ef} equals to an average server's availability:

$$K_{ef} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_i.$$

If all servers are identical and the availability of each of them is A_0 , then $K_{ef} = A_0$.

An example

Consider a system serving calls with losses in which the probability of call losses π being calculated with Erlang loss (or Erlang B) formula:

$$\pi = B(y, k) = \frac{y^k / k!}{\sum_{i=0}^k (y^i / i!)} \quad (4)$$

where y is an input load and k is the number of servers.

Let $N = 480$ and $y = 480$ Erlangs. If we suppose servers being absolutely reliable, then $\pi = B(y, N) = 0.74\%$.

Suppose now that all N servers are divided into several groups and there are three kinds of failures in the system: 1) complete failures affecting simultaneously all N servers; 2) group failures affecting simultaneously all servers of a group; 3) single failures each of them affects only one server. Therefore, states of servers are not independent and the distribution of the number of operable servers is rather complicated. Nevertheless, the effectiveness retention ratio can be easily calculated, as it is equal to an availability of an arbitrary server in the system with respect to all kinds of failures. If we denote availabilities for complete, group and single failures A_c , A_g and A_s respectively, then $K_{ef} = A_c A_g A_s$.

Let, for instance, $A_c = 0.99999$, $A_g = 0.99981$, $A_s = 0.9982$, then $K_{ef} = 0.99999 \cdot 0.99981 \cdot 0.9982 \approx 0.998$.

To obtain bounds for the probability of call losses π considering reliability of servers, we take $f(k) = 1 - B(y, k)$, so

$\pi = 1 - \psi$. The Erlang B formula (4) is decreasing and convex in k [6], therefore one's complement for it $f(k)$ is increasing and concave, $f(0) = 0$.

Using (3), we get:

$$0.998 \cdot [1 - B(480, 450)] \leq \psi \leq 1 - B(0.998 \cdot 480, 450) = 1 - B(479.04, 450).$$

Calculation of loss probability (4) for non-integer values k can be done with Jagerman's interpolation formula [7].

After calculations, we get $0.9906 \leq \psi \leq 0.9921$, therefore the probability of call losses lies between 0.79% and 0.94%.

References

1. *Handbook of Reliability Engineering*, Ed. by Ushakov I.A., New York: John Wiley & Sons, 1994. 663 p.
2. Netes V.A., Two-sided bounds for quality of service in systems with unreliable servers, *Proc. X Intern. Sci. and Tech. Conf. "Information Society Technologies"*, Moscow, 2016, p. 383. (in Russian)
3. ITU-T Recommendation E.550 (03/93). *Grade-of-Service and new performance criteria under failure conditions in international telephone exchanges*.
4. Jensen's inequality, https://en.wikipedia.org/wiki/Jensen%27s_inequality (viewed 15.06.2018).
5. Netes V.A., Effectiveness retention ratio: a dependability measure for complex systems, *Dependability*, 2012, no 4, pp. 24-33.
6. Messerli E.J., Proof of a convexity property of the Erlang B formula, *Bell System Tech. J.*, 1972, vol. 51, pp. 951-953.
7. Jagerman D.L., Methods of traffic calculations, *ATT Bell Lab. Tech. J.*, 1984, vol. 63, no 7, pp. 1283-1310.

ДВУСТОРОННИЕ ОЦЕНКИ ДЛЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ С УЧЕТОМ НАДЕЖНОСТИ ОБСЛУЖИВАЮЩИХ ПРИБОРОВ

Нетес Виктор Александрович,

Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, vicnet@yandex.ru

Аннотация

Предложен метод, позволяющий для широкого класса систем массового обслуживания получить простые двусторонние (нижнюю и верхнюю) оценки для показателей качества обслуживания с учетом надежности обслуживаемых приборов. Распределения времени между отказами и времени восстановления могут быть произвольными, состояния приборов могут быть статистически зависимыми. Основное предположение состоит в том, что процесс обслуживания заявок и процесс отказов и восстановлений приборов могут быть рассмотрены как независимые. Задача анализа такой системы разбивается на две подзадачи: расчет математического ожидания числа работоспособных приборов и анализ аналогичной системы с абсолютно надежными приборами. Предложенный метод иллюстрируется примером.

Ключевые слова: система массового обслуживания, показатель качества обслуживания, надежность, нижняя и верхняя границы.

Литература

1. *Handbook of Reliability Engineering* / Ed. by Ushakov I.A. New York: John Wiley & Sons, 1994. 663 p.
2. Нетес В.А. Двусторонние оценки качества обслуживания в системах с ненадежными обслуживаемыми приборами / X Междунар. отраслевая научно-техн. конф. "Технологии информационного общества": Сб. тр. М., 2016. С. 383.
3. ITU-T Recommendation E.550 (03/93). *Grade-of-Service and new performance criteria under failure conditions in international telephone exchanges*.
4. Jensen's inequality. https://en.wikipedia.org/wiki/Jensen%27s_inequality (просмотрено 15.06.2018).
5. Нетес В.А. Коэффициент сохранения эффективности – показатель надёжности сложных систем // *Надежность*. 2012. № 4. С. 24-33.
6. Messerli E.J. Proof of a convexity property of the Erlang B formula // *Bell System Tech. J.* 1972. Vol. 51, pp. 951-953.
7. Jagerman D.L. Methods of traffic calculations // *ATT Bell Lab. Tech. J.* 1984. Vol. 63. No 7, pp. 1283-1310.

Информация об авторе:

Нетес Виктор Александрович, д.т.н., профессор кафедры сетей связи и систем коммутации, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

THE REAL TIME DATA STREAMS GROUPING NODE MATHEMATICAL MODEL, CONSIDERING LENGTH CHANGING OF GENERATED PACKAGES, PEAK AND MEDIUM DATA TRANSMISSION SPEED, PACKAGE PROCESSING DELAY AFTER ENCRYPTION

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10136

Oleg Yu. Mironov,

The Academy of the Federal Guard Service
of the Russian Federation, Orel, Russia,
MIRONNN101992@mail.ru

Keywords: secure corporate multiservice communication networks, real time data streams, admission control, packet switching core network, quality of service, cryptotunnel, data encryption nodes.

Object of research of this article are processes of aggregation of traffic in means of cryptographic information security of the protected corporate multiservice communication network. The purpose of article is improvement of the existing mathematical models of knot of grouping applied at estimation of the required channel resource of network to an upkeep of the offered loading with the required quality "from the end in the end" in the direction of taking note of funds of cryptographic information security for parameters of the traffic generated by a terminal terminal inventory. The methodological basis of the conducted research was made by a statistical analysis of parameters of traffic before passing of the procedure of enciphering, separate provisions of the theory of scheduling of an experiment and network calculations. The experimental data of an accessible delay of processing of packages in the boundary router when using of the existing mathematical models of knot of grouping which are based on the theory of the determined network calculation for calculation of the required channel resource are presented in article. Inadequate functioning of these models in the protected corporate multiservice communication network is proved: at aggregation of traffic of IP-telephony the actual and accessible delay exceeds demanded, at aggregation of traffic of video telephony the allocated channel resource is overestimated. The parameter estimation of data flows is made IP-telephony and video telephony at their aggregation in cryptotunnels on an entrance and an exit of means of cryptographic information security. Technical restriction of a possibility of realization of architecture of IntServ in network of access and differentiated upkeep of DiffServ in transport network of the protected corporate multiservice communication network because of enciphering of office information of the alarm RSVP protocol is proved. The advanced mathematical model of knot of grouping considering in injected correction factors influence of the applied funds of cryptographic information security for peak, average transfer rates of data, lengths of the generated packages is offered. In the conclusion conclusions are drawn on need of development on the basis of received on mathematical model dependences of a control algorithm of the admission of data flows in the cryptotunnel taking into account their priority that will allow to use as much as possible in overload conditions the rented channel resource.

Information about author:

Oleg Yu. Mironov, The Federal state government military educational institution of higher education "The Academy of the Federal Guard Service of the Russian Federation", Orel, Russia

Для цитирования:

Миронов О.Ю. Математическая модель узла группирования потоков данных реального времени, учитывающая изменение длин генерируемых пакетов, пиковой и средней скорости передачи данных, задержки обработки пакетов в процессе шифрования // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №8. С. 78-87.

For citation:

Mironov O.Yu. (2018). The real time data streams grouping node mathematical model, considering length changing of generated packages, peak and medium data transmission speed, package processing delay after encryption. *T-Comm*, vol. 12, no.8, pp. 78-87.

Introduction

Taking into account the existing world geopolitical situation, the progressive growth of the number of computer attacks on information resources of state and private organizations, the deployment of secure corporate multiservice communication networks (SCMCN), as well as their modernization in the direction of providing modern infocommunication services, is one of the most urgent objective problems [1-4].

Currently, SCMCN the are virtual private networks with a two-tier architecture: a transport network and access networks (Figure 1), at the border of which the means of cryptographic information security (MCIS) are installed, functioning, as a rule, in the tunneling mode of data [5, 6].

With such a SCMCN architecture, it is economically feasible to lease the channel resource of the transport network, as a rule, IP / MPLS technologies from the operators of the Unified Telecommunications Network of the Russian Federation [7].

In order to limit admission to commercial secrecy, the maintenance (configuration) of terminal, switching and server network equipment, as well as MCIS, is performed by the company's own IT divisions [8-10].

In a number of analyzed works [8, 10, 11] it is proved that the main advantages of using MCIS in the tunnel mode include minimization of economic costs for the creation of a protected information space of the organization through the use of cryptoscilluses, as well as the ability to manage the channel resource (CR), prioritization of traffic, admission of data streams to the network, routing and filtering.

The operation of the complex IPsec encryption protocol is based on complete overlapping of the authentication header and

the encapsulated data field, adding service information to the data packets and introducing additional delay in processing them in the MCIS.

Despite the listed advantages of the tunnel mode, the most significant disadvantages inherent in it are the aggregation of encrypted data streams in cryptotunnels, the encryption of the useful data of the Resource Reservation Protocol (RSVP) of the IntServ architecture [12].

At the border routers of the transport network of the SCMCN, the identification of the type of service provided, the number of established communication sessions, the internal IP addresses of the sender and receiver terminals becomes impossible, except for the identification of the cryptotunnels by the external (open) IP addresses of the MCIS.

The above features of the construction and operation of the SCMCN do not allow to realize end-to-end quality of service (QS), flexible traffic management and dynamic loading of leased communication channels due to the implementation of the architecture of integro-differentiated services [13].

In that case trough QS daft flows on real time (DFRT) are currently possible only through the use of the IntServ architecture in the access network to the MCIS and the differentiated services of DiffServ [14] in the transport network of the SCMCN.

The analysis of sources [3, 14-16] showed that the mechanisms QS of DiffServ architecture, which implement the functions of traffic shaping and queue scheduling ("a basket with markers", a "bucket bucket") are static and inconsistent with each other.

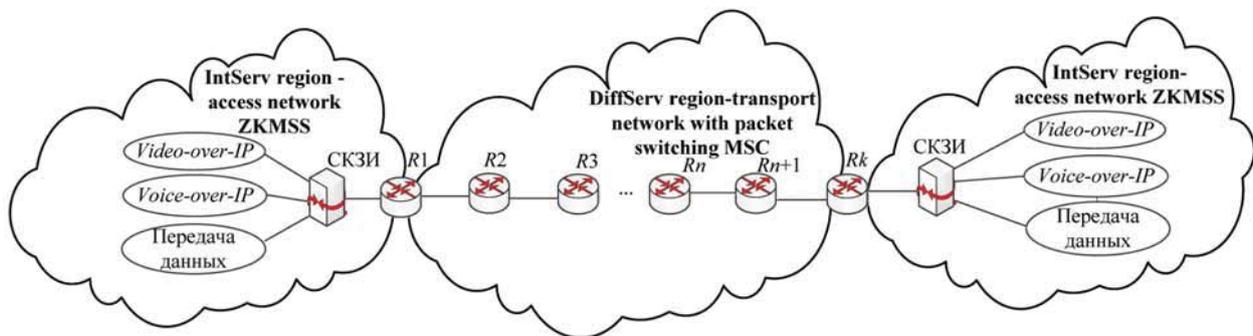


Figure 1. Generalized scheme for building a secure corporate multiservice communication network

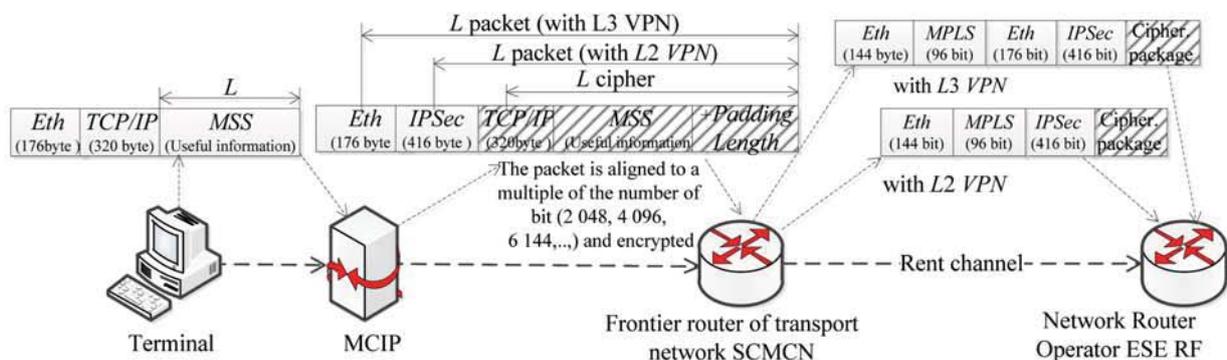


Figure 2. Structural logic diagram of the process of converting user data in the cryptotunnel

In order to provide the required level of QS DFRT, network administrators are forced to configure them for the peak possible load, and their adaptation to traffic congestion is possible only through administrative reconfiguration, which may entail a decrease in the quality of service provision, and thus lead to a low degree of use of expensive rented CR as a whole. For example, statistics on the congestion of leased transport channels during the day, for example, SCMCN public joint stock company joint stock bank (PJSC JSB) "Avangard" of the Central Federal District of the Russian Federation in graphical form is represented by the diagram in Figure 3.

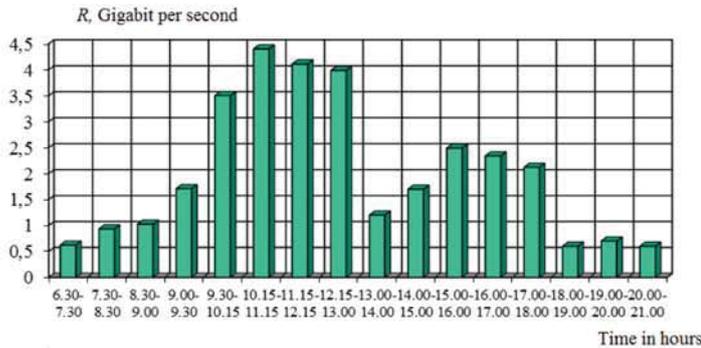


Figure 3. Degree of congestion of leased communication channels of transport network SCMCN PJSC JSB "Avangard"

Summarizing the above, the conclusion follows that studies aimed at increasing the level of use CR of the transport level of the SCMCN with ensuring the guaranteed level of the QS of the DFRT are undoubtedly relevant. At the initial stage, it is required to develop and implement in the network equipment of the transport network of the SCMCN the means of estimating the required CR, taking into account the traffic aggregation processes in the cryptotunnels.

Analysis of the research subject area

At present, the problem of ensuring the quality of the provided real-time services in IP / MPLS VPN networks has been virtually eliminated, thanks to a deep and comprehensive study by domestic and foreign scientists such as Goldstein BS, Kucheryavy AE, Stepanov SN, Yanovsky G. G., Georgadis L., Vegeshna Sh, Kruz RL, Clark D., Parekh AK and many other, practical problems arising in practice from admissions management to routing tasks with the fulfillment of the declared requirements regarding the maximum permissible level of QS data streams in terms of the maximum packet processing latency, jitter and the probability of packet loss "from end to end", regulated by the ITU-T Recommendation Y.1540, Y.1541 [17, 18].

At the same time, it is objectively clear that it is impossible to solve traffic management tasks that allow to increase the degree of utilization of the transport resource of the SCMCN without using models for estimating the required CR for servicing the incoming load with the required quality.

So, based on the theory of deterministic network calculus, mathematical models (MM) have been developed and presented in ITU-T Y.1391 normative documents and RFC 3175 recommendations that allow to describe the behavior of a grouped data stream at the output of a network device and estimate the required CR for servicing incoming packets i-th stream data with

guarantee of reaching the upper delay $t_{max i}$ (accessible) not exceeding the required $t_{max i} (req)$.

Generally, within this theory, the incoming flow is limited to the determined piecewise linear function called by function of an incoming flow. At the maximal size of a package of data i-th of a stream (byte) known peak (Bps), the average speed of oscillation of blocks of these (Bps) and the allocated size of the buffer ("basket") (bytes), in communication networks with switching of packages and the realized function of formation of traffic "a basket with markers" function of an incoming flow is described by expression:

$$A_i(t) = \begin{cases} L_i + p_i t & t < \frac{b_i - L_i}{p_i - r_i} \\ b_i + r_i t & t \geq \frac{b_i - L_i}{p_i - r_i} \end{cases}, p > r_i,$$

and an output stream of the function of an upkeep determining the minimum volume of the data transferred to a communication channel during t:

$$W_i(t) = R_i(t - t_{delay i}),$$

where R_i – the share of a channel capacity of k-th of a communication channel with a channel capacity R_k (Bps) allocated for

data flow i-th ($R_k \leq \sum_{i=1}^n R_i$), $t_{delay i}$ – a delay time in an upkeep

of the entered package of data, (s).

Volume characteristics of data flows at the traffic shaper exit "a basket with markers" of the SCMCN network device in graph-ic are displayed as follows.

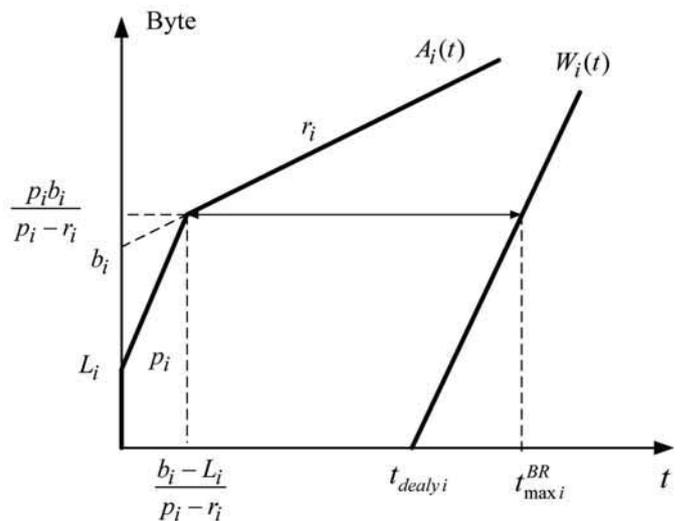


Figure 4. Graphical representation of volume characteristics of data flows at the exit of the SCMCN network device

Use of an algorithm "basket with markers" is caused by need of application any actions (dumping or marking) only to packages which do not correspond to the stated profile, at the same time conformal packages pass without importation of a padding delay [15, 16].

At the exit of network devices treat advantages of the offered mathematical apparatus of the description of parameters of traffic minimum time of calculation of the required CR that is especially important by traffic control development of systems where the intensity of receipt of applications for an upkeep and requirements by the time of access to resources of the SCMCN transport network does not allow to use the difficult analytical expressions in the computing plan without the significant increase in efficiency of processors.

At the solution of a problem of providing the top delay of processing of packages in the boundary router (BR) $t_{\max i}^{BR}$ in the assumption that the mechanism of an upkeep is realized on the basis of one of schedulers of the class WFQ in each router on the way of transfer, the delay for i -th stream should not exceed the value counted on expression:

$$t_{\max i}^{BR} = \frac{t_{\max i}(\text{req}) - t_k - 2t_{mtu}^*}{2}$$

Where $t_{\max i}^{BR}$ it is provided due to reservation of a share of a channel R_i capacity of a communication channel (Bps), at injected assumptions on the invariance of a delay of transfer of a package on channel k of communication of SCMCN t_k (s), a delay of processing of a package of MTU of a package in a MCIS t_{mtu}^* (s).

Proceeding from the approach presented in [20, 21] on the basis of the known functions of receipt and an upkeep it can be calculated on expression:

$$t_{\max i}^{BR} = \begin{cases} \frac{(b_i - L_i)(p_i - R_i) + 2L_i + \frac{L_{mtu}}{R_k}}{R_i(p_i - r_i)} + \frac{2L_i}{R_i} + \frac{L_{mtu}}{R_k}, & p_i > R_i > r_i, \\ \frac{2L_i}{R_i} + \frac{L_{mtu}}{R_k}, & R_i > p_i > r_i, \end{cases} \quad (1)$$

The effect in a resources consumption at a group upkeep of data flows will be observed only at reservation for each stream of CR focused on efficient transfer rate of data i.e. when performing a condition: $p_i > R_i > r_i$

Within the direction of a research on the basis of expression (1) it is required to solve the inverse problem at the given $t_{\max}(\text{req})$ it is required to estimate the necessary CR for an upkeep of the offered loading allocated for BR:

$$R_i = \frac{p_i \frac{b_i - L_i}{p_i - r_i} + L_i + L_{mtu}}{t_{\max i}^{BR} + \frac{b_i - L_i}{p_i - r_i} - \frac{L_{mtu}}{R_k}}$$

The analysis of structure of SCMCN showed that in a MCIS grouping of streams in the common stream of the cryptotunnel by transfer and division into substreams on reception is implemented. For the analytical description of the grouped stream entering from output port of a network element we will use the concept of a characterization of traffic of group streams presented to RFC 2216 [22] according to which n sum ($i=1, \dots, n$) the

streams which underwent the procedure of formation of traffic is described by the cooperative function of receipt (CFR):

$$A_{CFR}(t) = \begin{cases} \max(L_i) + \sum_{i=1}^n p_i t & t < \frac{\sum_{i=1}^n b_i - \max(L_i)}{\sum_{i=1}^n p_i - \sum_{i=1}^n r_i} \\ \sum_{i=1}^n b_i + \sum_{i=1}^n r_i t & t \geq \frac{\sum_{i=1}^n b_i - \max(L_i)}{\sum_{i=1}^n p_i - \sum_{i=1}^n r_i} \end{cases} \quad (2)$$

Expression (2) allows to describe the worst case of oscillation of traffic of n sources on the basis of which becomes possible to calculate the required channel capacity for n -streams taking into account providing $\min t_{\max i}^{BR}$ from all entered requirements to QS.

For the grouped data flows are developed for estimation of the required CR model of the isolated upkeep of data flows (expression 3) and model of a group upkeep of data flows on the basis of CFR (expression 4) [22]:

$$R^{isol}(n) = \sum_{i=1}^n \frac{p_i \frac{(b_i - L_i)}{(p_i - r_i)} + \max(L_i) + L_{mtu}}{t_{\max i}^{BR} + \frac{(b_i - L_i)}{(p_i - r_i)} - \frac{L_{mtu}}{R_k}}, \quad (3)$$

$$R^{CFR}(n) = \frac{\sum_{i=1}^n p_i \frac{\sum_{i=1}^n b_i - \max(L_i)}{\sum_{i=1}^n (p_i - r_i)} + \max(L_i) + L_{mtu}}{\min(t_{\max i}^{BR}) + \frac{\sum_{i=1}^n b_i - \max(L_i)}{\sum_{i=1}^n (p_i - r_i)} - \frac{L_{mtu}}{R_k}}, \quad (4)$$

where $\max(L_i)$ – the maximal length of the generated package of the sources given from n , $\min(t_{\max i}^{BR})$ – minimum required delay to processing of a package in BR among n of data flows.

The pilot study of adequacy of application of mathematical models of the guaranteed upkeep of data flows of real time

With a research objective of applicability of the existing mathematical models within the research assessment of parameters of the traffic of IP-telephony and video telephony generated by the terminal inventory used in SCMCN is made.

For what the natural experiment which scheme is submitted in the figure 5 was made.

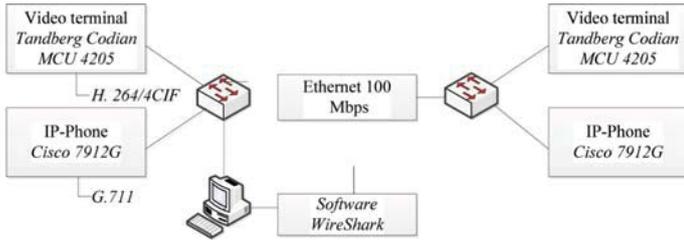


Figure 5. The experimental stand for a research of parameters of the traffic generated by a terminal inventory

The statistical analysis of parameters of traffic allowed to define numerical values of parameters of peak and average transfer rate (table 1), lengths of the generated packages and an interpackage interval (figure 6).

Using the obtained statistical data (table 1), the generator of traffic of IXIA XM 12 created test loading. The emulator of ANUE Network Emulator IP channels brought a delay of processing of packages, the reference to a transport segment of SCMCN. The generated loading comes on an upkeep to IP/MPLS the boundary Cisco ASR 1002 router. The stand used for carrying out an experiment is presented in the figure 7.

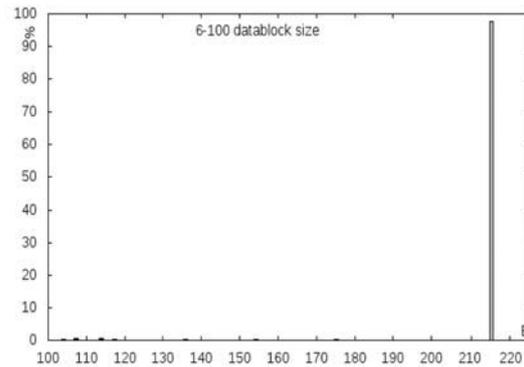
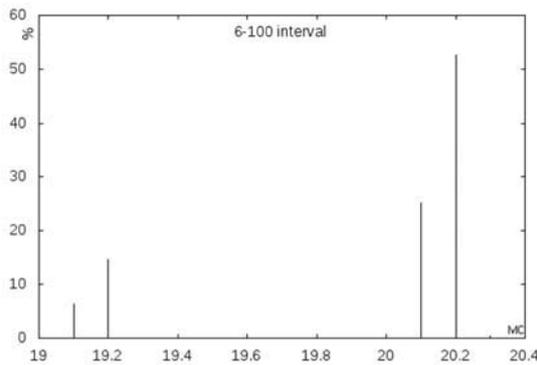
The total flow of data when grouping was investigated 100 streams of IP-telephony and 40 streams of video telephony that corresponds to full-load characteristics of federal level SCMCN PJSC JSB Avangard. As the studied parameter the maximal delay of processing of a package in the boundary router at selection of CR estimated on the existing MM acted.

Table 1
Numerical values of parameters of traffic

	Values of the broadcast parameters in requests for reservation of CR at rendering of services							
	Video over IP (H.263 4 CIF) Tandberg Codian MCU 4205				VoIP (G.711) Terminal Cisco 7912G			
	p_i , mbps	b_i , kb	r_i , mbps	L_i , byte	p_i , kbps	b_i , kb	r_i , kbps	L_i , byte
From the terminal	2,1	8000	0,87	1346	112	8000	96	214

Results of calculation of the required CR when grouping 100 speech and 40 video streams are presented in the figure 8.

G.711



H.264

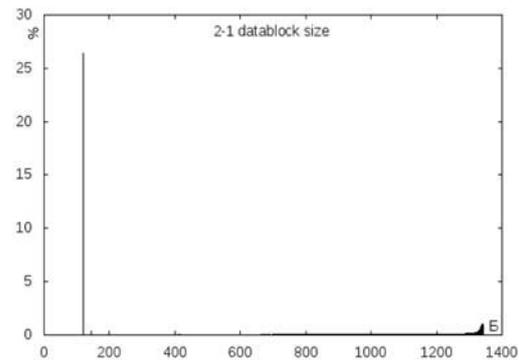
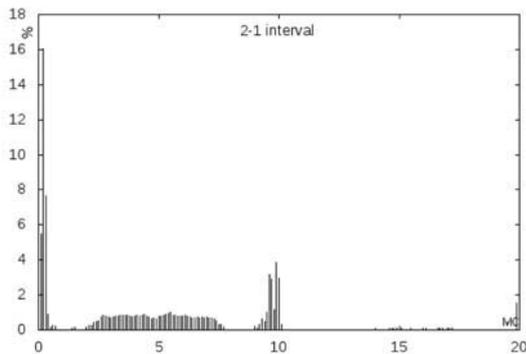


Figure 6. Histograms of lengths of packages and an interpackage interval at the exit of IP phone and video terminal

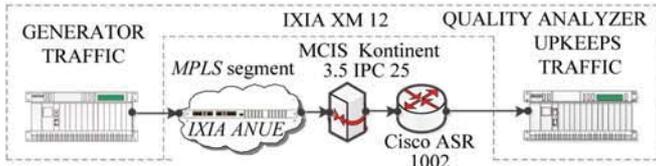


Figure 7. The block diagram of the experimental stand of a segment of the protected corporate multiservice communication network

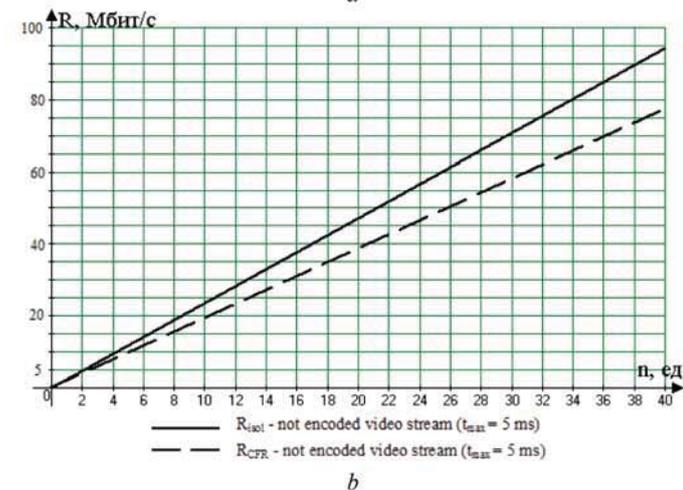
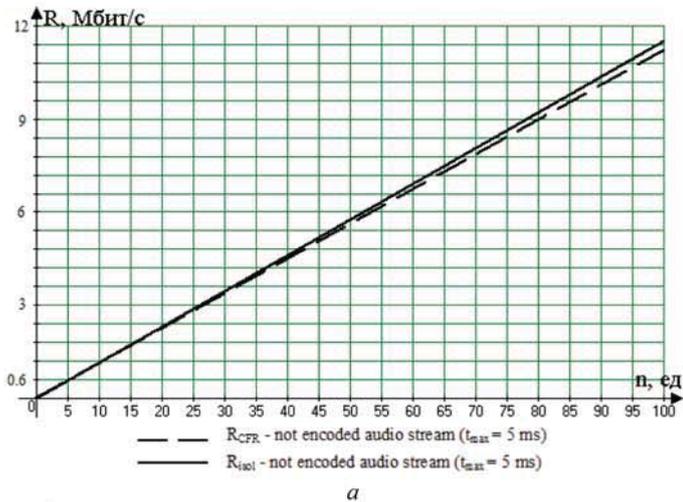


Figure 8. Estimated values of the required channel resource for an upkeep of the grouped stream without taking note of a MCIS: a) IP-telephony and b) video telephony

The estimated maximal values of an accessible delay for traffic of IP-telephony and video telephony and also the curve connecting their mean values are presented in the figure 9.

From the submitted schedules it is possible to draw a conclusion that when providing service of IP-telephony the required delay of processing of packages in BR $t_{max}^{BR}(req) = 5\text{ ms}$, is not provided, and when providing service of video telephony the QS given level is provided due to reservation of the resource exceeding peak accessible transfer rate of data.

A result of an experiment demonstrates discrepancy of speed of receipt of packages of speed of their upkeep: in case of the former the allocated CR is less than peak transfer rate, in the second – exceeds it.

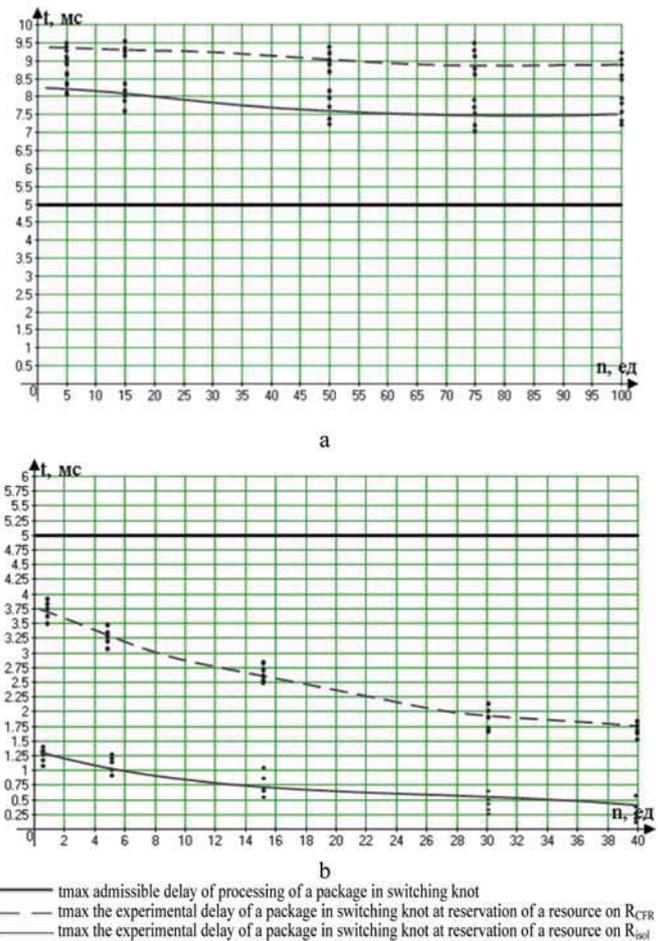


Figure 9. Results of estimation of a maximal and accessible delay of processing of a package in the SCMCN boundary router when granting a) the protected IP-telephony, b) the protected video telephony

Thus, the conducted pilot studies allow to draw a conclusion on lack of a suitable mathematical apparatus of estimation of the required CR for an upkeep of the offered dynamically changing loading that does not allow to use them in SCMCN and by that to realize architecture of an integro-differentiated upkeep, and as a result dynamically to operate loading of a channel resource.

Improvement of the mathematical model of knot of grouping considering influence of means of cryptographic information security

Permission of the developed contradiction is promoted by improvement of the existing MM in the direction of accounting of processes of aggregation of traffic in cryptotunnels and influences of the applied MCIS s on volume and time characteristics of the transferred traffic.

At the solution of this task the restrictions and assumptions which are not changing physical sense of the processes proceeding in SCMCN are defined:

- 1) parameters of functioning speech and video of codecs of a terminal inventory of SCMCN are constant. Speech codecs G. 711, standard of coding of video H. 264th format of coding 4 CIF.

2) the delay of the rented communication channels and their channel capacity does not change:

$$\forall k \in \{K\} | t_k = const \cup R_k = const$$

3) between the interacting MCIS s only one cryptotunnel is installed;

4) the maximal delay of processing of MTU of a package in a MCIS does not change at increase in load of a cryptocore:

$$t_{mtu}^* = const ;$$

5) on all objects of SCMCN the MCIS "Kontinent IPC-25" or its analog is used;

6) algorithms "basket of markers" are applied to formation of traffic in all SCMCN routers $Tb_i = (r_i, b_i, p_i, L_i)$

7) the scheme of creation of SCMCN does not differ from the-level architecture offered two with one MCIS and one boundary router (figure 1);

8) in cryptotunnels only the homogeneous data flows are aggregated;

9) losses of packages do not arise in SCMCN because of the terminating size of buffers;

10) in all network devices WFQ algorithm acts as the scheduler of an upkeep of packages;

For identification of influence of a MCIS on parameters of traffic the natural experiment was made the block diagram is submitted in the figure 10.

As a result of carrying out an experiment the software of *WireShark* is carried out informally precise observations: time of emergence of a package at the MCIS exit is fixed (time of processing of a package in the switchboard is not considered since

the switchboard functions in the mirrorings mode of ports, without importation of a padding delay on processing of packages).

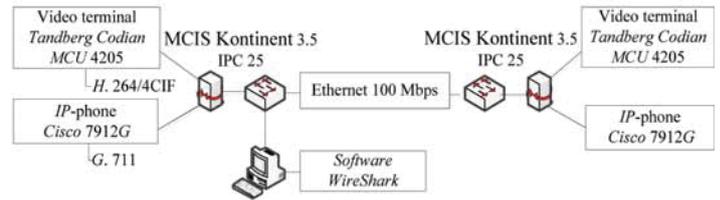


Figure 10. The experimental stand for a research of influence of a MCIS on parameters of the traffic generated by a terminal inventory

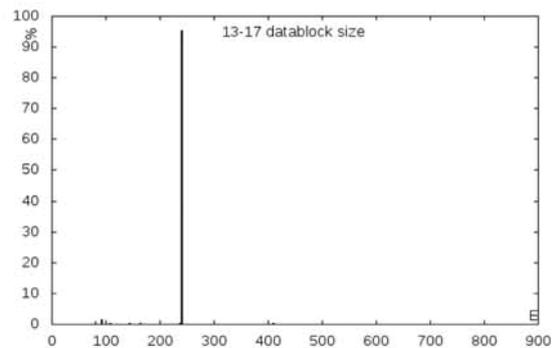
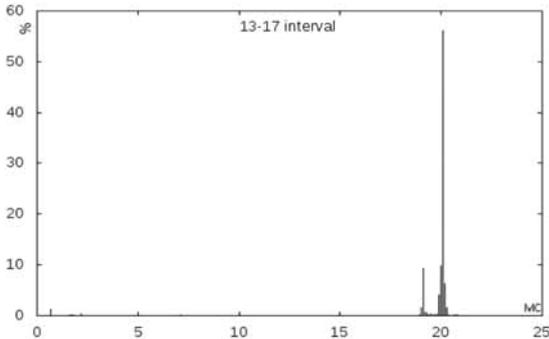
The received values of the broadcast traffic parameters after passing of a MCIS are presented in table 2, histograms of lengths of the generated packages and an interpackage interval in the figure 11.

Table 2

Numerical values of parameters of traffic at the CIPF exit

	Values of the broadcast parameters in requests for reservation of CR at rendering of services							
	<i>Video over IP (H.263 4 CIF) Tandberg Codian MCU 4205</i>				<i>VoIP (G.711) Terminal Cisco 7912G</i>			
	$p_i,$ mbps	$b_i,$ kb	$r_i,$ mbps	$L_i,$ byte	$p_i,$ kbps	$b_i,$ kb	$r_i,$ kbps	$L_i,$ byte
At the MCIS exit	1,74	8000	1,22	1392	126	8000	107	254

G.711



H.264/4CIF

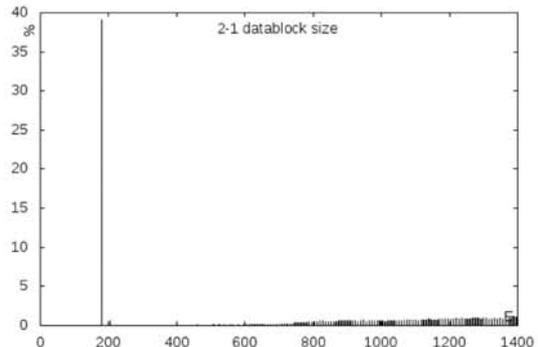
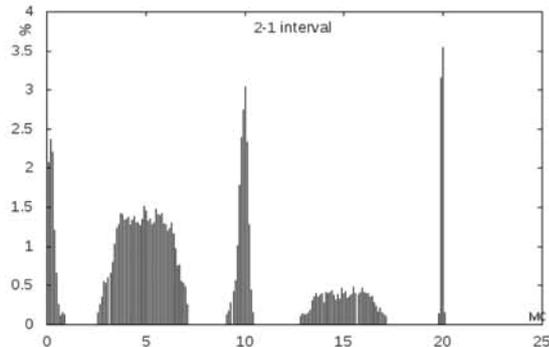


Figure 11. Histograms of lengths of packages and an interpackage interval at the exit of a MCIS of a data flow of IP-telephony and video telephony

The made experiment allowed to reveal influence of a MCIS on parameters of average and peak transfer rates of traffic in the enciphering mode, numerical values of the studied parameters necessary for setup of shapers of traffic on the subsequent network devices which are in on the direction "from the end in the end" which can be considered in a MCIS with the help correction factors of parameters of peak transfer rate of the MCIS s given at the exit α_s – average speed – β_s changes of lengths of the generated packages – γ_s

Taking note of a MCIS on parameters of the generated traffic allows to improve the existing MM in the direction of accounting of change of lengths of the generated packages, peak and average transfer rate of data, delays of processing of packages in the course of enciphering of traffic will take the following form.

$$A_i(t) = \begin{cases} \gamma_s L_i + \alpha_s p_i t & t < \frac{b_i - \gamma_s L_i}{\alpha_s p_i - \beta_s r_i} \\ b_i + \beta_s r_i t & t \geq \frac{b_i - \gamma_s L_i}{\alpha_s p_i - \beta_s r_i} \end{cases}, \alpha_s p_i > \beta_s r_i.$$

$$R_i = \frac{\alpha_s p_i \frac{b_i - \gamma_s L_i}{\alpha_s p_i - \beta_s r_i} + \gamma_s L_i + L_{mtu}}{t_{max i}^{BR} + \frac{b_i - \gamma_s L_i}{\alpha_s p_i - \beta_s r_i} - \frac{L_{mtu}}{R_k}}$$

$$t_{max i}^{BR} = \begin{cases} \frac{(b_i - \gamma_s L_i)(\alpha_s p_i - R_i) + 2\gamma_s L_i + \frac{L_{mtu}}{R_k}}{R_i(\alpha_s p_i - \beta_s r_i)}, & \alpha_s p_i > R_i > \beta_s r_i, \\ \frac{2\gamma_s L_i + \frac{L_{mtu}}{R_k}}{R_i}, & R_i > \alpha_s p_i > \beta_s r_i, \end{cases}$$

$$R_{l_k}^{isol}(n) = \sum_{i=1}^n \frac{\alpha_s p_i \frac{(b_i - \gamma_s L_i)}{(\alpha_s p_i - \beta_s r_i)} + \max(\gamma_s L_i) + L_{mtu}}{t_{max i}^{BR} + \frac{(b_i - \gamma_s L_i)}{(\alpha_s p_i - \beta_s r_i)} - \frac{L_{mtu}}{R_k}}$$

$$R_{l_k}^{CFR}(n) = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha_s p_i \frac{\sum_{i=1}^n b_i - \max(\gamma_s L_i)}{\sum_{i=1}^n (\alpha_s p_i - \beta_s r_i)} + \max(\gamma_s L_i) + L_{mtu}}{\min(t_{max i}^{BR}) + \frac{\sum_{i=1}^n b_i - \max(\gamma_s L_i)}{\sum_{i=1}^n (\alpha_s p_i - \beta_s r_i)} - \frac{L_{mtu}}{R_k}}$$

The calculated values of the required CR depending on the entering loading at the description of behavior of the grouped stream isolated and also on the basis of CFR, at the most admissible delay of processing of a package of a group stream are presented by the sum to BR of equal 5 ms in the figure 12.

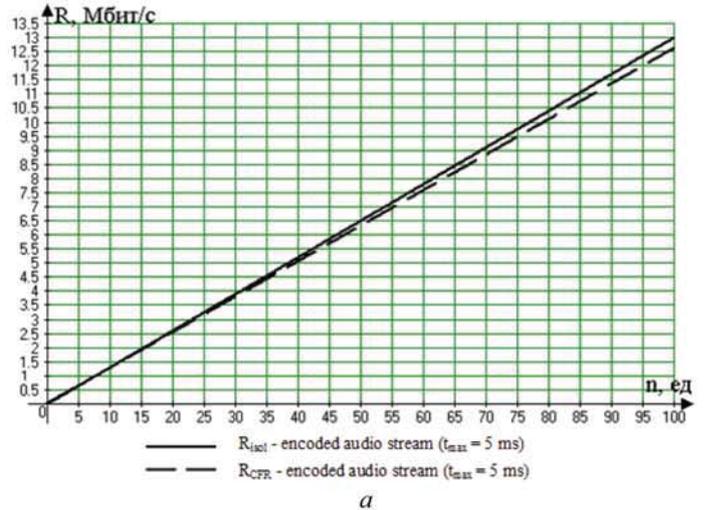
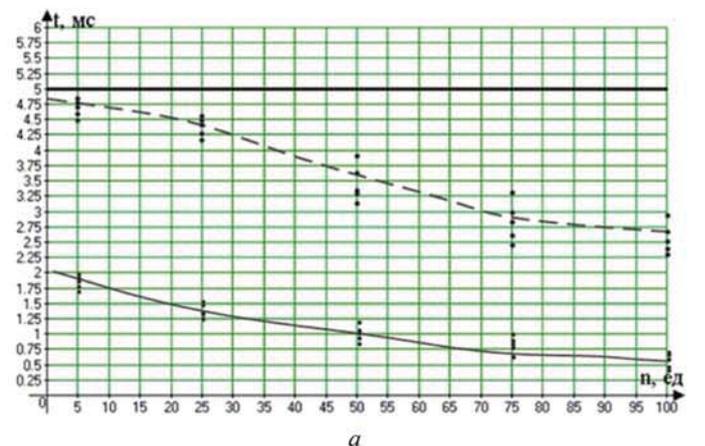


Figure 12. Assessment of the required channel resource for an upkeep of the grouped stream taking into account influence of a MCIS a) IP-telephony and b) video telephony with the given delay

At setup of shapers of traffic of BR and MCIS for the received traffic parameters, results of a maximal and accessible delay of processing of packages estimated at the SCMCN experimental stand (figure 8) are presented in the figure 13.



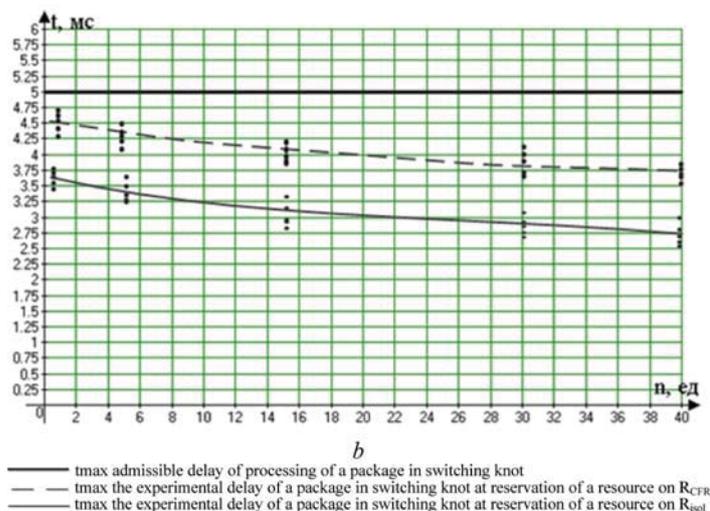


Figure 13. Results of estimation of a maximal and accessible delay of processing of a package in the SCMCN boundary router when granting and) the protected IP-telephony, b) the protected video telephony

The pilot studies of the developed model showed a possibility of obtaining adequate results at estimation of the required CR for an upkeep of the entering loading with the required quality that demonstrates achievement of a stated purpose of the real research.

Conclusions

Efficient functioning of a control system of SCMCN traffic substantially depends on accuracy of estimation of the required CR of network for an upkeep of the grouped stream in transport network of switching of packages after a MCIS.

During the preliminary researches and as a result of model operation it is shown that at the isolated upkeep of data flows in a segment of network of access with IntServ the solution of a task guaranteed QS best is implemented on the basis of the known model of service of the guaranteed upkeep of DFRT. This model is based on use of schedulers of WFQ "with transfer rate monitoring" which are introduced in the existing DiffServ segment BR. Data flows after enciphering are transferred as the grouped stream. Resources for its upkeep can be calculated on the basis of improved by grouping knot MM.

References

1. Doctrine of information security of the Russian Federation (Decree of the Russian President of December 5, 2016 No. 646).
2. Information security of JSC Gazprom: problems of the giant Information Security. *Information security Magazine*. No. 5. 2006, pp. 4-6.
3. Shelkoy D.V., Fokin A.B., Kornilov S.A. (2017). Issledovaniye of mathematical model of knot of switching of the protected corporate

multiservice communication network. *Economy and management of control systems*. Voronezh, pp. 291-300.

4. The decree of the Russian President of 09.05.2017 No. 203 "About the development strategy of informational society in the Russian Federation for 2017-2030".

5. Roslyakov A.V. (2006). *The virtual private networks. Bases of construction and application*. Moscow. 304 p.

6. Decree of the Russian President of 17.03.2008 No. 351 (edition of 22.05.2015). "About measures for ensuring information security of the Russian Federation when using informational and telecommunication networks of the international informational exchange".

7. Seleznyov I.A. (2006). Corporate branch networks on the basis of operator MPLS networks. *Technologies and communication facilities*. No. 4, pp. 60-64.

8. Lobanov B.S., Bondarev Yu.S., Hlopov B.V. (2010). Increase in effectiveness of information security in corporate communication networks 2010. *T-Comm*. No. 2, pp. 40-43.

9. Gusarov A.A., Tarasevich S.A., Hokhlov G.G. (2007). Information security in departmental and corporate networks. *News of SFU. Technical science. Section IV. Protection of telecommunications*, pp. 155-161.

10. Mironov O.Yu. [et al.] (2017). Ensuring the protected data transmission in VPN networks. *The Collection of reports of the XXII international open scientific conference "The Modern Problems of Informatization"*, VGTU, pp. 133-137.

11. Captures M.A. (2001). *Creation of the virtual private networks on the basis of MPLS/M technology*. A. Zakhvatov. Cisco Systems. 47 p.

12. Braden R. (1994). *Integrated Services in the Internet Architecture: Overview* / D. Clark, S. Shenker. RFC 1633, June 1994.

13. Bernet Y. (2000). *A framework of Integrated Services Operation over DiffServ Networks* / P. Ford, Yavatkar R., Baker F., Zhang L. – RFC 2998, November, 2000.

14. Blake S. (1998). *An Architecture for Differentiated Services* / D. Black, M. Carlson, E. Davies, Z. Wang, W. Weiss. – RFC 2475, December, 1998.

15. Kucheryavy E.A. (2004). *Traffic control and quality of an upkeep on the Internet*. SPb.: Science and technology. 336 p.

16. Stepanov S.N. (2010). *Bases of teletraffic of multiservice networks*. Moscow. 392 p.

17. Recommendation Y.1540. *IP Packet Transfer and Availability Performance Parameters* / ITU-T. 1999.

18. Recommendation Y.1541. *Networks Performance Objectives for IP Based Services* / ITU-T. 2000.

19. Mironov O. Yu. (2015). Ensuring the guaranteed service of data flows in multiservice communication networks of the industrial function. *The Collection of materials of the eighth international youth scientific and practical INFOKOM-2015 conference in SKF MTUSI*. Part 1, pp. 202-205.

20. Georgadis L. (1996). Efficient Support of Delay and Rate Guarantees in an Internet / R. Guerin, A. Parekh // *Proceedings of ACM SIGCOMM*, August 1996, pp. 106-116. ACM SIGCOMM Conference 1996: Stanford, CA, USA.

21. Chenker S. (1997). Specification of Guaranteed Quality of Service / C. Patridge, R. Guerin. RFC 2212, September 1997.

22. Shenker S. (1997). General Characterization Parameters for Integrated Service Network Elements / J. Wroclawski // September 1997. RFC 2216.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ УЗЛА ГРУППИРОВАНИЯ ПОТОКОВ ДАННЫХ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ, УЧИТЫВАЮЩАЯ ИЗМЕНЕНИЕ ДЛИН ГЕНЕРИРУЕМЫХ ПАКЕТОВ, ПИКОВОЙ И СРЕДНЕЙ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ, ЗАДЕРЖКИ ОБРАБОТКИ ПАКЕТОВ В ПРОЦЕССЕ ШИФРОВАНИЯ

Миронов Олег Юрьевич,

ФГКВОО ВО "Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации", Орел, Россия, MIRONNN101992@mail.ru

Аннотация

Предметом исследования данной статьи являются процессы агрегации трафика в средствах криптографической защиты информации защищенной корпоративной мультисервисной сети связи. Целью статьи является усовершенствование существующих математических моделей узла группирования, применяемых при оценивании требуемого канального ресурса сети для обслуживания предложенной нагрузки с требуемым качеством "из конца в конец" в направлении учета влияния средств криптографической защиты информации на параметры трафика, генерируемого оконечным терминальным оборудованием. Методологическую основу проводимого исследования составил статистический анализ параметров трафика до и после прохождения процедуры шифрования, отдельные положения теории планирования эксперимента и сетевых исчислений. В статье представлены экспериментальные данные достижимой задержки обработки пакетов в пограничном маршрутизаторе при использовании существующих математических моделей узла группирования, базирующихся на теории детерминированного сетевого исчисления, для расчета требуемого канального ресурса. Доказано неадекватное функционирование данных моделей в защищенной корпоративной мультисервисной сети связи: при агрегации трафика IP-телефонии реально-достижимая задержка превышает требуемую, при агрегации трафика видеотелефонии выделяемый канальный ресурс оказывается завышенным. Произведено оценивание параметров потоков данных IP-телефонии и видеотелефонии при их агрегации в криптотуннелях на входе и выходе средств криптографической защиты информации. Доказано техническое ограничение возможности реализации архитектуры IntServ в сети доступа и дифференцированного обслуживания DiffServ в транспортной сети защищенной корпоративной мультисервисной сети связи из-за шифрования служебной информации сигнального протокола RSVP. Предложена усовершенствованная математическая модель узла группирования, учитывающая в введенных поправочных коэффициентах влияние применяемых средств криптографической защиты информации на пиковую, среднюю скорости передачи данных, длины генерируемых пакетов. В заключении сделаны выводы о необходимости разработки на основе полученных на математической модели зависимостях алгоритма управления допуском потоков данных в криптотуннель с учетом их приоритетности, что позволит в условиях перегрузки максимально использовать арендуемый канальный ресурс.

Ключевые слова: защищенная корпоративная мультисервисная сеть связи, потоки данных реального времени, доступ потоков данных, транспортная сеть с коммутацией пакетов, качество обслуживания, криптотуннель, средства криптографической защиты информации.

Литература

1. Доктрина информационной безопасности Российской Федерации (утв. Указом Президента РФ от 5 декабря 2016 г. № 646).
2. Информационная безопасность ОАО "Газпром": проблемы гиганта Журнал "Information Security/ Информационная безопасность". № 5. 2006. С. 4-6.
3. Шелковий Д.В., Фокин А.Б., Корнилов С.А. Исследование математической модели узла коммутации защищенной корпоративной мультисервисной сети связи // Экономика и менеджмент систем управления. Научно-практический журнал. Воронеж, 2017. С. 291-300.
4. Указ Президента РФ от 09.05.2017 № 203 "О стратегии развития информационного общества в Российской Федерации на 2017-2030 годы".
5. Росляков А.В. Виртуальные частные сети. Основы построения и применения. М.: Эко-Трендз, 2006. 304 с.
6. Указ Президента РФ от 17.03.2008 № 351 (ред. от 22.05.2015). "О мерах по обеспечению информационной безопасности Российской Федерации при использовании информационно-телекоммуникационных сетей международного информационного обмена".
7. Селезнев И.А. Корпоративные филиальные сети на базе операторских MPLS-сетей // Технологии и средства связи. 2006. №4. С. 60-64.
8. Лобанов Б.С., Бондарев Ю.С., Хлопов Б.В. Повышение эффективности защиты информации в корпоративных сетях связи 2010 // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. № 2. 2010. С. 40-43
9. Гусаров А.А., Тарасевич С.А., Хохлов Г.Г. Защита информации в ведомственных и корпоративных сетях // Известия ЮФУ. Технические науки. Раздел IV. Защита телекоммуникаций, 2007. С. 155-161.
10. Миронов О.Ю. и др. Обеспечение защищенной передачи данных в сетях VPN // Сборник докладов XXII международной открытой научной конференции "Современные проблемы информатизации", ВГТУ, 2017. С. 133-137.
11. Захватов М.А. Построение виртуальных частных сетей на базе технологии MPLS. Cisco Systems, 2001. 47 с.
12. Braden R. Integrated Services in the Internet Architecture: Overview / D. Clark, S.Shenker. RFC 1633, June 1994.
13. Bernet Y. A framework of Integrated Services Operation over DiffServ Networks / P.Ford, Yavatkar R., Baker F., Zhang L. RFC 2998, November, 2000.
14. Blake S. An Architecture for Differentiated Services / D. Black, M. Carlson, E. Davies, Z. Wang, W. Weiss. RFC 2475, December, 1998.
15. Кучерявый Е.А. Управление трафиком и качество обслуживания в сети Интернет. СПб.: Наука и техника, 2004. 336 с.
16. Степанов С.Н. Основы телетрафика мультисервисных сетей. М. : Эко-Трендз, 2010. 392 с.
17. Recommendation Y.1540. IP Packet Transfer and Availability Performance Parameters / ITU-T. 1999.
18. Recommendation Y.1541. Networks Performance Objectives for IP Based Services / ITU-T. 2000.
19. Миронов О.Ю. Обеспечение гарантированного обслуживания потоков данных в мультисервисных сетях связи промышленного назначения / Сборник материалов восьмой международной молодежной научно-практической конференции "ИНФОКОМ-2015" в СКФ МТУСИ. Часть 1, 2015. С. 202-205.
20. Georgadis L. Efficient Support of Delay and Rate Guarantees in an Internet / R. Guerin, A. Parekh / in Proceedings of ACM SIGCOMM, August 1996, pp. 106-116. ACM SIGCOMM Conference 1996: Stanford, CA, USA.
21. Chenker S. Specification of Guaranteed Quality of Service / C. Patridge, R. Guerin. RFC 2212, September 1997.
22. Shenker S. General Characterization Parameters for Integrated Service Network Elements / J. Wroclawski / September 1997. RFC 2216.

"ТРАНСПОРТНАЯ НЕДЕЛЯ-2018" 17 -22 НОЯБРЯ, МОСКВА

С 17 по 22 ноября в Москве в рамках ежегодной "Транспортной недели" состоится ряд крупнейших деловых и культурных событий отрасли, среди которых:

- XII Международный форум "Транспорт России"
- XII Международная выставка "Транспорт России"
- X Общероссийская спартакиада студентов транспортных высших учебных заведений
- Всероссийский фестиваль творчества студентов транспортных высших учебных заведений "ТранспАРТ"
- Международный конгресс "Road Traffic-2018. Организация дорожного движения"
- Заседания межправительственных организаций по вопросам взаимодействия в области транспорта
- V Национальная премия за достижения в области транспорта и транспортной инфраструктуры "Формула движения".

XII Международный форум и выставка "Транспорт России" пройдут 20-22 ноября 2018 года на территории комплекса "Гостиный Двор". Ключевые мероприятия "Транспортной недели" проводятся в соответствии с распоряжением Правительства Российской Федерации № 1903-р от 10 сентября 2016 г. и нацелены на обсуждение актуальных вопросов развития отрасли и совершенствование государственной политики в области транспорта.

В этом году главной темой форума станет "Транспорт России. Горизонт 2035". В рамках пленарной дискуссии будет представлена актуализированная Транспортная стратегия Российской Федерации на период до 2035 года, которая определит перспективы развития всего транспортного комплекса страны на ближайшие годы.

Масштабная экспозиция продемонстрирует опыт реализации крупнейших инфраструктурных проектов в регионах России и новейшие разработки отечественных и зарубежных производителей. Основные тематические разделы выставки: морской и речной транспорт, гражданская авиация, дорожное хозяйство, железные дороги, регионы, безопасность, связь и информационные технологии. Среди новинок – лаборатория инноваций, посвященная ярким и нестандартным решениям в сфере транспорта.

В 2017 году в работе XI Международного форума и выставки "Транспорт России" приняли участие 3000 делегатов из 905 компаний, представляющих 32 страны ближнего и дальнего зарубежья. Мероприятие посетило более 8000 человек. На выставке свои проекты представили 120 компаний-экспонентов. Было проведено 37 деловых форматов с участием 350 докладчиков.

С 2014 года национальная премия "Формула Движения" присуждается лучшим проектам транспортной отрасли сразу в нескольких номинациях, посвященных инфраструктуре, пассажирской и грузовой логистике, инновациям и PR-активностям.

Ежегодно в России реализуется множество проектов в сфере транспорта по внедрению электронных систем разного уровня сложности, таких как беспилотные транспортные средства, искусственный интеллект и др. В связи с этим юбилейная Премия в этом году представляет новую номинацию – "Лучшее решение в области цифровизации транспорта".

Для подачи заявки за соискание Премии необходимо заполнить форму на Интернет-сайте www.transweek.ru в разделе "Премия" и отправить ее в адрес Исполнительной дирекции по электронной почте nb@bd-event.ru. Заполненная форма и прилагаемые к ней материалы принимаются до 18 октября 2018г.

Участие в Премии бесплатное.

Подать заявку могут организации, работающие в транспортной отрасли, а также субъекты Российской Федерации. В конкурсе участвуют только реализованные проекты, или услуги, получившие практическое применение в сфере транспорта в 2017-2018 гг. и соответствующие следующим номинациям:

- лучший инфраструктурный проект;
- лучшее решение в области пассажирской логистики;
- лучшее решение в области грузовой логистики;
- лучшее инновационное решение в сфере транспортной техники;
- лучшее решение в области цифровизации транспорта;
- лучшая PR-активность в текущем году.

Заявки соискателей будет рассматривать Жюри премии, в состав которого входят представители отраслевых организаций, руководители научно-исследовательских институтов, руководители транспортных ВУЗов, инвестиционных и консалтинговых компаний.

Награждение победителей состоится 21 ноября 2018 г. в Москве (выставочный комплекс "Гостиный Двор").

Национальная премия за достижения в области транспорта и транспортной инфраструктуры "Формула движения" учреждена в 2014 году Общественным Советом Минтранса России, проводится в этом году в пятый раз.

Премия "Формула движения" призвана содействовать развитию транспортной инфраструктуры, повышению уровня транспортных услуг, а также стимулированию государственных и коммерческих структур к решению значимых проблем транспортной сферы.

*Со статистикой "Транспортной недели-2017" можно ознакомиться на официальном сайте мероприятия: <http://transweek.ru>
Организатор: ООО "Бизнес Диалог"*