

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

Научный журнал

ТРУДЫ
УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Том 2

№ 1

Санкт-Петербург

2016

Описание журнала

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

Выпускается с 1960 г. ода. Выходит 4 раза в год.

Редакционный совет

Розанов Н.Н., д.ф.-м.н., проф., член-кор. РАН, начальник отдела теоретических исследований
Института лазерной физики «ГООИ им. С.И. Вавилова»

Koucheryavy Y., PhD, Tampere University of Technology, Finland

Hošek I., PhD, Brno University of Technology, Czech Republic

Tiamiyu O.A., PhD, University of Ilorin, Nigeria

Козин И.Д., д.ф.-м.н., проф., профессор кафедры телекоммуникационных систем «Алматинского
университета энергетики и связи», Республика Казахстан

Самуйлов К.Е., д.т.н., проф., заведующий кафедрой прикладной информатики и теории
вероятностей РУДН

Степанов С.Н., д.т.н., проф., заведующий кафедрой «Сети связи и системы коммутации» МТУСИ

Росляков А.В., д.т.н., проф., заведующий кафедрой автоматической электросвязи ПГУТИ

Кучерявый А.Е., д.т.н., проф., заведующий кафедрой сетей связи и передачи данных СПбГУТ

Канаев А.К., д.т.н., доц., заведующий кафедрой «Электрическая связь» ПГУПС

Новиков С.Н., к.т.н., проф., заведующий кафедрой безопасности и управления
в телекоммуникациях СибГУТИ

Дворников С.В., д.т.н., проф., профессор кафедры радиосвязи ВАС

Коржик В.И., д.т.н., проф., профессор кафедры защищенных систем связи СПбГУТ

Ковалгин Ю.А., д.т.н., проф., профессор кафедры радиосвязи и вещания СПбГУТ

Владыко А.Г., к.т.н., начальник управления организации научной работы и подготовки научных
кадров СПбГУТ

Редакционная коллегия

Главный редактор – **Бачевский С.В.**, д.т.н., проф., ректор СПбГУТ

Зам. главного редактора – **Буйневич М.В.**, д.т.н., проф., профессор кафедры безопасности
информационных систем СПбГУТ

Выпускающий редактор – **Аникевич Е.А.**, к.т.н., начальник отдела организации НИР
и интеллектуальной собственности СПбГУТ

Регистрационная информация

Свидетельство о регистрации СМИ: № 77-17986 от 07.04.2004.

Подписной индекс по каталогу «Межрегионального агентства подписки»: 12073.

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

Контактная информация

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

Адрес редакции: 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д. 22, корп. 1, каб. 368/2.

E-mail: tuzs@spbgut.ru, телефон/факс: 8 (812) 326-31-63, доб. 2099.

Подписано в печать 25.03.2016. Формат 60 × 841/8.

Усл.-печ. л. 13,25. Тираж 1000 экз. Заказ № 2463.

Отпечатано в Санкт-Петербургском университете ГПС МЧС России.
196105, Санкт-Петербург, Московский проспект, д. 149.

СОДЕРЖАНИЕ:

М.М.А. Аль-коли, Р.Я. Пирмагомедов Пассивные сенсорные узлы на основе поверхностной акустической волны.....	5
Х. Аль-Осаими, А.А. Никитин, А.Е. Рыжков Оценка пропускной способности сетей eMBMS LTE	8
В.В. Архипов, В.А. Яковлев Обобщенная модель неподсчитываемого графического пароля.....	12
А.В. Астахов, В.Р. Сумкин Анализ неисправностей в сетях PON. Теория и практика.....	18
П.В. Безбородкин, М.В. Быков, В.В. Демидов, К.В. Дукельский Микроструктурированные оптические волокна для систем передачи и обработки информации.....	23
Л.Б. Бузюков, Д.В. Окунева, А.И. Парамонов Исследование характеристик самоорганизующейся беспроводной сети при различных способах размещения узлов.....	28
А.В. Бурдин Моделирование маломодовых оптических волокон с уменьшенной дифференциальной модовой задержкой в «С»-диапазоне длин волн.....	32
М.С. Былина, С.Ф. Глаголев, В.С. Кузнецов Анализ возможностей увеличения длины однопролетного участка волоконно-оптической линии связи.....	37
В.Ю. Гойхман, А.И. Ланий Решение задачи классификации трафика с использованием нейронной сети...43	43
К.С. Горышин, К.А. Небаева Сравнение эффективности методов построения стегосистем с информированным кодером.....	47
А.Г. Жувикин, В.И. Коржик Использование метода 3-битного квантования для алгоритма селективной аутентификации изображений, устойчивого к JPEG-сжатию.....	52
В.А. Зорин, Р.К. Савельев Оценка качества передачи речи на глобальной сети спутниковой связи с размещением космических аппаратов связи на низких и средних орбитах по объективной модели уровня пакетов.....	58
Е.В. Казакевич, Д.Д. Корякин, Д.Е. Петрушин, Д.О. Федосеев Определение рационального состава разнородных альтернативных источников энергии в гибридных системах электроснабжения узлов связи.....	63

А.В. Киреев, Г.А. Фокин

Позиционирование объектов в сетях LTE посредством измерения времени прохождения сигналов.....68

Д.И. Кирик, Т.Ю. Ковалева, Ю.И. Пустарнакова

Моделирование и экспериментальные исследования экранирующих свойств защитных материалов и покрытий.....72

Р.В. Киричек, А.А. Кулешов, А.Е. Кучерявый

Метод обнаружения беспилотных летательных аппаратов на базе анализа трафика.....77

О.С. Когновицкий

Широкополосные сигналы данных с расширением спектра прямой последовательностью и их характеристика.....82

Ю.А. Ковалгин, Д.Р. Фадеев

Метод контроля шумов квантования вейвлетных коэффициентов в перцепционном сжатии звуковых сигналов.....89

В.И. Коржик, И.А. Тришневская

Исследование метода аутентификации двоичных изображений при помощи ЦВЗ.....95

А.И. Парамонов, Э.Ф. Хундонугбо

Анализ методов позиционирования узлов беспроводной самоорганизующейся сети.....99

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ.....104

ПАССИВНЫЕ СЕНСОРНЫЕ УЗЛЫ НА ОСНОВЕ ПОВЕРХНОСТНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ ВОЛНЫ

М.М.А. Аль-коли, Р.Я. Пирмагомедов

Для внедрения нано-сетевых структур в практику, необходимо найти решение проблемы электроснабжения сенсорных узлов, находящихся внутри тела человека. В данной статье предлагается рассмотреть возможность использования энергии устройств находящихся вне тела при считывании информации с внутрительных датчиков, по аналогии с пассивными метками применяемыми в технологии радиочастотной идентификации (RFID).

Ключевые слова: SAW, OFC, сенсорные узлы, RFID

PASSIVE NANO SENSOR BASED ON SURFACE ACOUSTIC WAVE

Al-koli Mohammed M., Pirmagomedov R.

The SAW sensor offers advantages in that it is wireless, passive, small and has varying embodiments for different sensor applications. In addition, there are a variety of ways of encoding the sensed data information for retrieval. SAW sensors are capable of measuring physical, chemical and biological variables. This paper will present a spread spectrum approach using orthogonal frequency coding (OFC) for encoding the SAW sensor.

Keywords: SAW, OFC, Sensor node, RFID technology

Датчики построенные на основе использования поверхностных акустических волн SAW (Surface Acoustic Wave) обладают большим потенциалом для их использования в сфере здравоохранения, для контроля за состоянием здоровья человека [1, 2]. Их преимущество заключается в том, что они не нуждаются в источниках питания, обладают маленькими размерами, позволяют осуществлять беспроводную передачу данных, а также в возможности их эксплуатации в различных физических и химических условиях [3, 4, 5].

Для реализации беспроводных датчиков с помощью использования поверхностных акустических волн используется метод кодирования посредством ортогональных частот (OFC). В этом методе используется семь последовательных носителей для генерирования сигнала таким образом, чтобы в каждом чипе, находящемся в датчике (а таких чипов семь) было целое число полупериодных носителей, в итоге получается непрерывный сигнал [6].

Для краткого математического описания процесса кодирования посредством ортогональных частот OFC используем временную функцию $h(t)$ [6, 7]:

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \times \varphi_n(t) \times \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right),$$

где $\varphi_n = \cos\left(\frac{n\pi t}{\tau}\right)$ и $\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 0,5, \\ 0, & \text{другое.} \end{cases}$

Функция $\varphi_n(t)$ предоставляет собой полную ортогональную базу с вещественными коэффициентами $0 \leq a_n \leq 1$.

Все части этой базы ортогональны на заданном интервале времени если:

$$\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \varphi_n(t) \times \varphi_m(t) = \begin{cases} k_n, & n = m, \\ 0, & n \neq m. \end{cases}$$

Учитывая вышеизложенное, получаем в итоге две функции, описывающие процесс OFC:

$$h_1(t) = \sum_{n=0}^N a_n \times \cos\left(\frac{n\pi t}{\tau}\right) \times \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right), \quad (1)$$

$$h_2(t) = \sum_{m=0}^M b_m \times \cos\left(\frac{m\pi t}{\tau}\right) \times \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right). \quad (2)$$

Каждая часть с косинусом в формулах (1) и (2) предоставляет собой временно закрытый синус, частота которого определяется по формуле:

$$f_n = \frac{t}{\tau} \quad \text{и} \quad f_m = \frac{2m+1}{2\tau}. \quad (3)$$

В частотном диапазоне базовыми условиями является использование выборочных функции с центральными частотами, заданными в выражении (3) и нулевая полоса пропускания $2\tau^{-1}$.

Общая частотная функция определяется с учетом выбора четных или нечетных временных функции в уравнениях (1) и (2). И соответственно коэффициенты a_n и b_n могут принимать любые значения в интервале между -1 и $+1$ на котором определяется диапазон спектра частоты. Использование значения -1 или $+1$ обеспечивает непрерывный спектр и эффективное использование полосы пропускания системы.

Это математическая база может быть использована в проектировании сенсорных узлов на основе поверхностных акустических волн SAW.

Пример реализации такого сенсорного узла показан на рисунке 1.

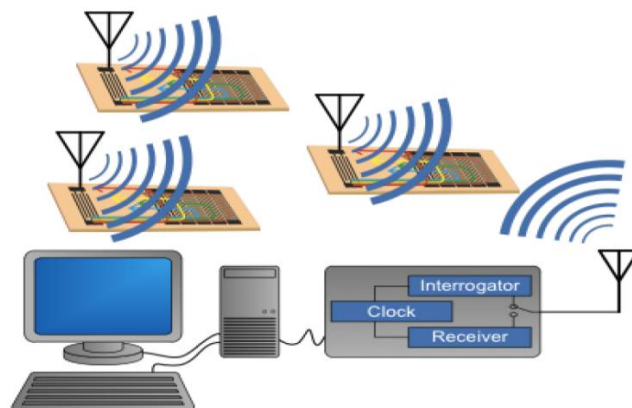


Рис. 1. Реализации беспроводного RFID сенсора на базе SAW

Широкополосный преобразователь посылает сигнал, который кодируется посредством ортогональной частоты и через него возвращается в антенну приемника.

Пример SAW-метки приведен на рисунке 2.

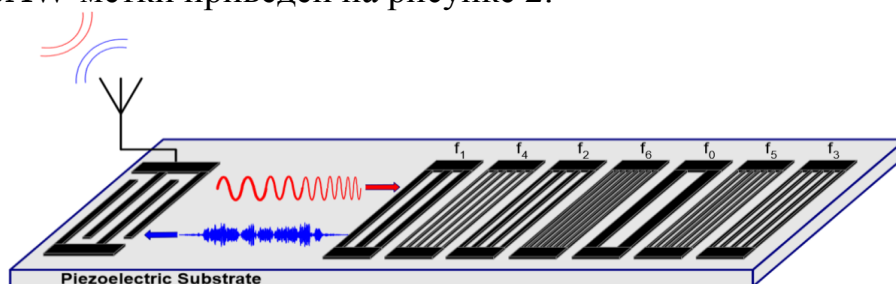


Рис. 2. Пример SAW-метки

Система посылает запрос (сигнал) который поступает на антенну датчика и преобразуется в SAW-волны. При распространении вдоль подложки, SAW-волны соответствующим образом модифицируются и отражаются. Концептуальная схема этого процесса показана на рисунке 3.

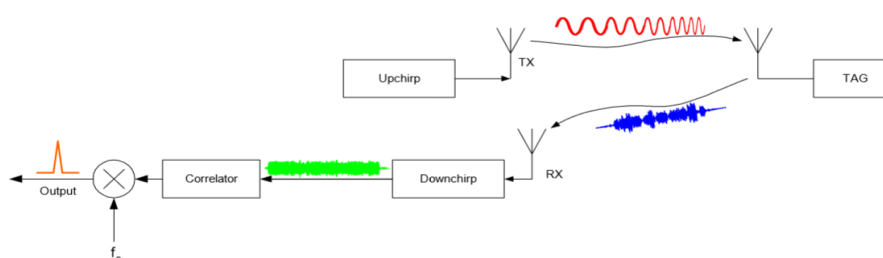


Рис. 3. Процесс работы беспроводного датчика

Реализация сенсора происходит посредством создания идентичных противоположных хранителей в обеих сторонах SAW метки, как показано на рисунке 4. При этом одна из сторон подвержена воздействию фактора, который требуется измерить, а другая максимально защищена от этого воздействия. Разная пространственная задержка в обеих сторонах означает знаками τ_1 и τ_2 .

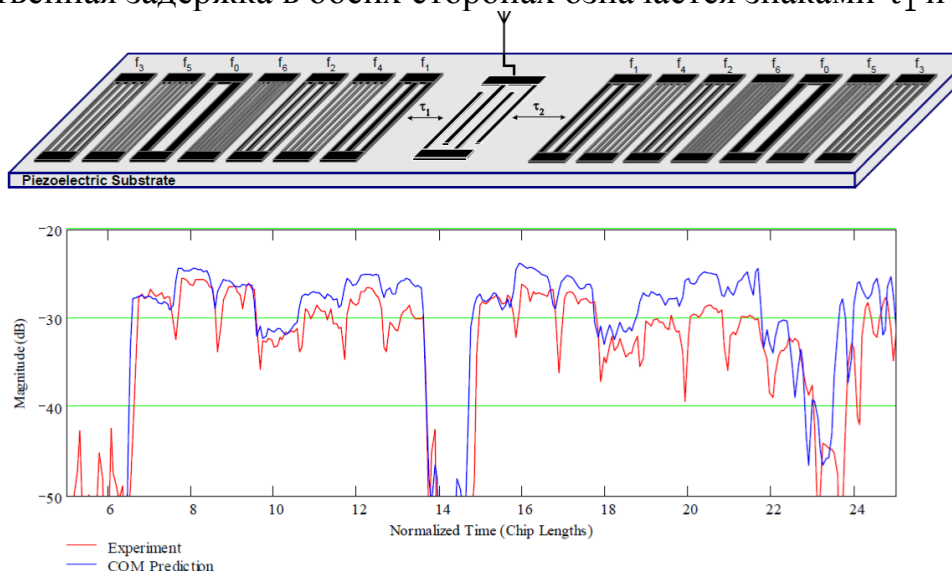


Рис. 4. Процесс измерения параметра

В таком случае результирующий сжатый пульс, получаемый от такого сенсора, определяет результат измерения параметра. Разность времени задержки между пульсами и дает нам информацию о численном значении измеряемого параметра.

Список используемых источников

1. Wilson, W. C., Malocha, D. C., Kozlovski, N., Gallagher, D. R., Fisher, B., Pavlina, J., Saldanha, N., Puccio, D., Atkinson, G. M.: Orthogonal frequency coded SAW sensors for aerospace SHM applications. IEEE Sens. J., 2009, 9, (11), pp. 1546–1556.
2. Кучерявый А. Е., Прокопьев А. В., Кучерявый Е. А. Самоорганизующиеся сети. СПб.: Любавич, 2011. 312 с.
3. Пирмагомедов Р. Я., Кучерявый Е. А., Глушаков Р. И., Киричек Р. В., Кучерявый А. Е. Живые организмы в киберпространстве – проект «Биодрайвер» // Электросвязь. 2016. № 1. С. 47–52.
4. Пирмагомедов Р. Я., Киричек Р. В., Кучерявый А. Е. Бактериальные наносети // Информационные технологии и телекоммуникации. 2015. № 2 (10). С. 5–10.
5. Pohl A., Ostermayer G., Reindl L., Seifert F. Monitoring the tire pressure at cars using passive SAW sensors // 1997 IEEE International Ultrasonics Symposium, pp. 471–474.
6. Benes E., Gröschl M., Seifert F., Pohl A. Comparison between BAW and SAW sensor principles // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 45, No. 5, September 1998.
7. Carter S. E., Malocha D. C. SAW device implementation of a weighted stepped chirp code signal for direct sequence spread spectrum communication systems // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 47, pp. 967–973, July 2000.

ОЦЕНКА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СЕТЕЙ eMBMS LTE

Х. Аль-Осаими, А.А. Никитин, А.Е. Рыжков

Наблюдается значительный рост пакетного трафика, потребляемого абонентами сетей радиодоступа и прежде всего видеотрафика. Применение технологии eMBMS в сетях LTE позволяет существенно увеличить величину пользовательской нагрузки. Рассмотрено выделение канального ресурса при использовании eMBMS и произведена оценка пропускной способности сети.

Ключевые слова: eMBMS, LTE, канальный ресурс, пропускная способность, видеотрафик

LTE eMBMS NETWORK THROUGHPUT ASSESSMENT

Nikitin A., Ryzhkov A., Halid A.-O.A.M.

There is a significant packet traffic rise in the radio access networks and especially video traffic. The eMBMS technology application in LTE networks can be of great use in subscribers load increase. Channel resource allocation for LTE eMBMS is considered and the network throughput is discussed.

Keywords: eMBMS, LTE, channel resource, throughput, video

На текущий момент самым эффективным способом разгрузки ядра сети и сети радиодоступа при одновременном увеличении объёмов передаваемых данных и доходов оператора является технология широковещания Evolved Multimedia Broadcast/Multicast Service (eMBMS). eMBMS – логическое продолжение технологии MBMS, специфицированной в UMTS [1]. Смысл технологии eMBMS заключается в выделении одного сквозного канала группе пользователей. Например, если группа, состоящая из 10 абонентов, смотрит один и тот же телевизионный канал, то при использовании классической схемы будет выделено 10 сквозных каналов, а при использовании eMBMS – всего один. При этом глобальная мобильность обеспечена так же, как и в схеме точка-точка. На текущий момент многие операторы тестируют и развёртывают сети LTE с технологией eMBMS. Операторы KT и Verizon Wireless запустили eMBMS в коммерческую эксплуатацию в Южной Корее и США [2].

Специфицированы ограничения по выделению канального ресурса. При частотном дуплексе для передачи eMBMS трафика не используют субкадры 0, 4, 5, 9, так как в них передают сигналы синхронизации и пейджинга. При временном дуплексе не используют субкадры 0, 1, 2, 5, 6. Следовательно, под вещание может быть задействовано не более 60 % канального ресурса. В дальнейшем планируют специфицировать использование целых полос, которые будут специально выделены под вещание.

Начальную информацию, относящуюся к eMBMS, UE получает из SIB2, SIB13 и SIB15. Канальный ресурс для eMBMS выделяют в виде периодически повторяющихся структур. Специфицированы 2 метода выделения канального ресурса: покадровый и в виде блоков из 4 последовательных кадров [3]. Структуру выделяемого канального ресурса определяют следующие параметры: *RadioFrameAllocationPeriod* – период следования кадров или блоков, *RadioFrameAllocationOffset* – смещение выделяемых кадров или блоков. Также передают индикаторы субкадров, предназначенных для eMBMS в выделенных кадрах.

При покадровом выделении канального ресурса для MBMS выделяют кадры с номерами SFN, для которых:

$$SFN \bmod (\text{radioFrameAllocationPeriod}) = \text{radioFrameAllocationOffset}$$

где *radioFrameAllocationPeriod* может быть равен 1, 2, 4, 8, 16 или 32.

При использовании блоков из 4-х кадров выражение:

$$SFN \bmod (\text{radioFrameAllocationPeriod}) = \text{radioFrameAllocationOffset}$$

определяет номер первого кадра блока. При этом *radioFrameAllocationPeriod* может принимать значения 4, 8, 16, или 32.

На рисунке 1 в левой части страницы показана конфигурация выделения канального ресурса блоками по 4 кадра, где *radioFrameAllocationPeriod* = 8 и

$radioFrameAllocationOffset = 2$. Субкадры, задействованные под eMBMS, выделены заливкой и промаркированы числами в соответствии с номерами каналов. Субкадр 1 для передачи eMBMS в примере не используют.

SFN	#0	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7	#8	#9
0										
1										
2			1	1				1		
3			1	1			1			
4			1	1				1		
5			1	2					2	
6										
7										
8										
9										
10			2	2				2		
11			2	2			2			
12			2	3				3		
13			3	3					3	
14										
15										
16										
17										
18			1	1				1		
19			1	1			1			
20			1	1				1		
21			1	2					2	
22										
23										
24										
25										
26			2	2				2		
27			2	2			2			
28			2	3				3		
29			3	3					3	
30										
31										
32										
33										

Рис. 1. Выделение канального ресурса для eMBMS

Выделяемый под eMBMS канальный ресурс представляет собой структуру, периодически повторяющуюся через число кадров, определяемое параметром $commonSF-AllocPeriod$. На рисунке 1 $commonSF-AllocPeriod = 16$, т. е. первый период начинается с кадра 0 и заканчивается кадром 15, следующий начинается с кадра 16 и заканчивается кадром 31 и т. д. В пределах одного $commonSF-AllocPeriod$ все выделенные для eMBMS субкадры нумеруют от 0 до последнего. Для каждого канала прописан параметр $sf-AllocEnd$. Это номер последнего субкадра, принадлежащего данному каналу, в последовательности бит в блоке. На рисунке 1 для канала 1 $sf-AllocEnd = 9$, для канала 2 $sf-AllocEnd = 18$ и для канала 3 $sf-AllocEnd = 23$.

Логический канал управления Multicast Control Channel (MCCH) транслируют периодически с интервалом $mcch-RepetitionPeriod$ в 32, 64, 128 или 256 кадров. Периодическая передача канала MCCH необходима для обеспечения мобильности абонентов, пользующихся услугами eMBMS. Для определения кадров, где транслируют канал MCCH, используют сдвиг $mcch-Offset$, и номера кадров SFN определяют по формуле:

$$SFN \bmod (mcch-RepetitionPeriod) = mcch-Offset$$

Номер субкадра в кадре, где размещен канал MCCH, индцирован параметром $SF-AllocInfo$, длиной в 6 бит, где логической единицей помечен соответствующий субкадр, а остальные биты принимают нулевое значение. Канал MCCH передают в кадрах, выделенных для eMBMS, поэтому он занимает один субкадр из канального ресурса, выделенного конкретному каналу.

Более темной засветкой на рисунке 1 выделены субкадры для передачи сигнализации в соответствии с параметром $mcch-SchedulingPeriod$ (MSP). MSP – это время, определяемое числом кадров, через которое на уровне MAC периодически передают сигнальную информацию о распределении канально-го ресурса между отдельными логическими каналами, объединенными в общий

транспортный многоадресный канал. MSP может оставлять 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512 и 1024 кадров. На рисунке 1 для первого и третьего каналов MSP = 16. Для второго канала MSP > 16, поэтому в субкадре #3 кадра 21 сообщение MAC-сигнализации не передают. Хотя интервал MSP выбирает оператор, спецификации [2] требуют, чтобы для первого канала в списке величина MSP не превышала интервал *mcch-RepetitionPeriod*.

На физическом уровне для передачи eMBMS используют расширенный циклический префикс. В области управления допустимо использование циклического префикса, заданного в соте (нормальный или расширенный). При переходе от нормального циклического префикса к расширенному образуется небольшой временной промежуток Hole, в течение которого отсутствует передача. Пример структуры, когда в области управления задан нормальный циклический префикс, показан на рисунке 2.

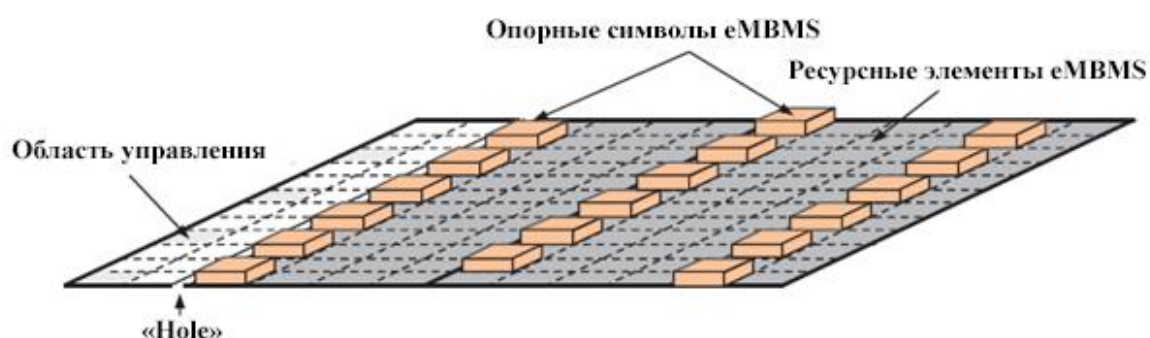


Рис. 2. Пример структуры субкадра eMBMS

Для абонентских станций, не поддерживающих Rel.12 спецификаций (normal), модуляционно-кодирующую схему выбирают из возможных 28 вариантов, приведенных в таблице 7.1.7.1-1 в [4]. Для станций, поддерживающих Rel.12 спецификаций (higherOrder), модуляционно-кодирующую схему выбирают из возможных 27 вариантов, приведенных в таблице 7.1.7.1-1А в [4], где кроме форматов передачи с модуляцией 4-ФМ, 16-КАМ и 64-КАМ, введены MCS с модуляцией 256-КАМ. Номер используемой модуляционно-кодирующей схемы прописывается в параметре *PMSH-InfoList* для каждого физического канала.

На основании описанной схемы выделения канального ресурса произведён расчёт максимальной пропускной способности сетей LTE с применением технологии eMBMS. Для случая использования модуляции 4-ФМ закономерно использование максимальной скорости кода, так как на границе соты UE принимает несколько одинаковых сигналов на одной частоте от разных eNodeB, благодаря чему увеличивается SINR. Обратная ситуация возникает при самом высоком порядке модуляции 256-КАМ. При использовании такой модуляции требуемого SINR на границе сот достигнуть невозможно. Поэтому расчёт производился для всех модуляционно-кодирующих схем, кроме схем с модуляцией

256-КАМ и схем с низкими скоростями кода при модуляции 4-ФМ. Результаты расчёта сведены в таблицу.

ТАБЛИЦА. Пропускная способность сети eMBMS LTE

Модуляция	$R_{\text{код}} \times 1024$	Сквозная скорость, Мбит/с			
		5 МГц	10 МГц	15 МГц	20 МГц
4-ФМ	602	1,79	3,59	5,39	7,19
16-КАМ	378	2,25	4,51	6,77	9,03
16-КАМ	490	2,92	5,85	8,78	11,7
16-КАМ	616	3,68	7,36	11,0	14,7
64-КАМ	466	4,17	8,35	12,5	16,7
64-КАМ	567	5,08	10,1	15,2	20,3
64-КАМ	666	5,97	11,9	17,9	23,8
64-КАМ	772	6,92	13,8	20,7	27,6
64-КАМ	873	7,82	15,6	23,4	31,3
64-КАМ	948	8,49	16,9	25,4	33,9

Скорость передачи видео в формате HDTV 720p (1280x720) с частотой 30 кадров в секунду с применением кодека H.264 составляет до 1 Мбит/с. Кодеки eMBMS не отличаются от кодеков для просмотра потокового видео в режиме одноадресного соединения с сервером. Из результата расчётов в таблице следует, что посредством технологии eMBMS можно обеспечить до 30 каналов высокой чёткости и в разы больше каналов более низкого качества.

Список используемых источников

1. Волков А. Н., Рыжков А. Е., Сиверс М. А. UMTS – стандарт сотовой связи 3-го поколения. СПб.: Линк, 2008. 224 с. ISBN 5-98595-011-5.
2. Global Mobile Suppliers Association. URL: <http://www.gsacom.com/>
3. 3GPP TS 36.331 V12.7.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Resource Control (RRC); Protocol specification. 2015. 453 p.
4. 3GPP TS 36.213 V12.7.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures. 2015. 241 p.

ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ НЕПОДСМАТРИВАЕМОГО ГРАФИЧЕСКОГО ПАРОЛЯ

В.В. Архипов, В.А. Яковлев

С самых общих позиций рассматривается задача построения неподсматриваемого пароля на основе использования таблицы соответствия вводных и парольных символов. Рассмотрены атаки на систему паролирования, получены соотношения для оценок вероятностей угадывания пароля и подбора пароля для различного числа возможных атак (подсматриваний) на процедуру ввода пароля.

Ключевые слова: аутентификация, паролирование, графический пароль, атака подсматривания, неподсматриваемый пароль.

THE GENERALIZED MODEL OF GRAPHICAL PASSWORD, TOLERANT TO VIDEO-RECORDING ATTACKS

Arkhipov V., Yakovlev V.

We tried to explain problem of producing password tolerant to video-recording attacks. This password based on a table of correspondences of input and password symbols. Attacks to system of password protection are considered, ratios for estimates of probabilities of guessing of the password and password guessing for different number of possible attacks to a password entry procedure are received.

Keywords: authentication, password protection, graphical password, video-recording attacks, Graphical password, tolerant to video-recording attacks, shoulder-surfing attacks

В последнее время большое внимание уделяется созданию систем аутентификации на основе паролей устойчивых к атакам «подсматривания» [1, 2, 3, 4, 5]. Предложено достаточно много неподсматриваемых графических паролей (НГП), некоторые из которых реализованы. Анализ этих парольных систем показывает, что они используют в своей основе принцип, состоящий в том, что пользователь при вводе пароля не указывает (не показывает) парольный символ (ПС), а использует некоторый другой символ из подмножества символов связанных с парольным символом. Назовем этот символ вводным (ВС). Подсматривание вводного символа не дает нарушителю однозначного ответа, какой парольный символ был введен.

В данной работе сделана попытка построения обобщенной модели НГП и приведены соотношения для оценки его стойкости к различным видам атак.

1. Модель НГП

Пусть $\tilde{P}$ – множество парольных символов ($p_1, p_2, \dots, p_N$) представляющих собой цифры, буквы, пиктограммы и пр. Символы, которые могут быть отображены на экране дисплея. $|\tilde{P}|$ – мощность этого множества.

Паролем PW назовем цепочку $p_1, p_2, \dots, p_N$ длиной N , составленную из символов $p_i \in \tilde{P}$. Пусть $\tilde{V}$ – множество символов ввода (цифры, буквы, пиктограммы и пр. символы), которые используются для ввода пароля и которые тоже могут быть отображены на дисплее. Мощность множества вводных символов $|\tilde{V}|$.

В обобщенном виде НГП можно пояснить с помощью таблицы ввода, которая может быть построена следующим образом.

Первая строка подмножества всех парольных символов $p_i \in \tilde{P}$, $i = 1, 2, \dots, N$.

Каждый столбец таблицы подмножество вводных символов V_{p_i} , соответствующих парольным символам p_i , т. е. $V_{p_i} = V_{1i}, V_{2i} \dots V_{2K}$. $V_{iK} \in \tilde{V}$.

Назовем подмножество V_{P_i} блоком вводных символов. В общем случае количество символов K в блоке может быть разным.

Таблица строится таким образом, чтобы любой вводный символ V_{ij} повторялся в s_0 блоках.

Для аутентификации пользователя таблица выводится на экран дисплея. Пользователь, проходя аутентификацию, вместо парольного символа P_i выбирает любой символ v_{ij} из блока V_{P_i} . Нарушитель, наблюдая за процедурой ввода, не может точно определить парольный символ, поскольку вводный символ встречается в s_0 блоках.

При вводе следующего парольного символа генерируется новая таблица ввода и процедура ввода повторяется.

Усиленным вариантом НГП на основе таблицы ввода может быть НГП, для которого на экране дисплея выводятся несколько таблиц ввода с различным заполнением символов $p_{ij} \in V_p$. Пользователь выбирает одну из таблиц, используя дополнительный парольный символ. При этом нарушитель не знает, какую таблицу использовал пользователь.

Примером таблиц, которые могут быть построены таким образом, являются пароль «Шахматы» [6] и BlackBerry [7].

Далее рассмотрим случай, когда для паролирования используется только одна таблица.

2. Атаки на НГП

Предположим, что нарушитель полностью знаком с принципом построения и параметрами таблицы ввода, знает подмножества $\tilde{P}$ и $\tilde{V}$ парольных и вводных символов. После каждого подсматривания нарушитель знает состав блоков вводных символов и символ ввода. Также будем предполагать, что после подсматривания нарушитель может делать одну попытку ввода пароля.

Атака угадывания. Нарушитель умышленно угадывает символ пароля, на основе, имеющейся у него информации о подмножестве парольных символов после подсматривания.

Атака подбора. Нарушитель реализует попытку ввода парольного символа, используя таблицу ввода с учетом информации, получаемой в результате подсматривания. Заметим, что при атаке подбора аутентификация осуществляется без определения парольного символа.

Атака подсматривания. Сама атака подсматривания непосредственно не приводит к определению парольного символа. Нарушитель получает информацию о составе таблицы ввода и вводном символе, который использовал пользователь. Далее для аутентификации нарушитель должен использовать атаку угадывания или подбора.

Обозначим через $P_{\text{уг}}^0, P_{\text{подб}}^0$ – вероятности угадывания и подбора до атаки подсматривания, $P_{\text{уг}}^i, P_{\text{подб}}^i$ – эти же вероятности после i -ой атаки подсматривания.

3. Оценка вероятности угадывания

Пусть $\tilde{S}$ – любое подмножество блоков в ТВ, содержащих вводных символов $v \in \tilde{V}$, $|\tilde{S}| = s_0$ и пусть это условие выполняется для всех v .

Когда нарушитель 1-ый раз наблюдает за процедурой ввода, он видит вводный символ v и однозначно определяет s_0 блоков V_{p_i} и, соответственно, s_0 кандидатов в парольные символы $p_i, i = \{1, 2, \dots, s_0\}$, из которых один парольный символ. Обозначим это подмножество $\tilde{S}_1, |\tilde{S}_1| = s_1, s_1 = s_0$

Если нарушитель наблюдает еще одну процедуру ввода, то он также получит s_0 кандидатов в парольные символы. Обозначим это подмножество $\tilde{S}_2$.

В подмножествах $\tilde{S}_1$ и $\tilde{S}_2$ есть хотя бы один общий символ (парольный символ). Обозначим через $s_2 = |\tilde{S}_1 \cap \tilde{S}_2|$ количество кандидатов в парольные символы после второго подсматривания.

Аналогично можно записать:

$S_3 = S_2 \cap \tilde{S}_3 = S_1 \cap \tilde{S}_2 \cap \tilde{S}_3$. Мощность этого подмножества $s_3 = |\tilde{S}_2 \cap \tilde{S}_3|$.

В любом подмножестве $\tilde{S}_i$ количество элементов s_0 , однако, в подмножествах $\tilde{S}_i, i \geq 2$ количество элементов s_i случайное. Пусть S_i – случайная величина количества кандидатов в парольные символы в множестве $\tilde{S}_i$, $P(S_i = j)$ – вероятность того, что после i -го подсматривания в множестве $\tilde{S}_i$ будет j кандидатов в парольные символы. Тогда вероятность угадывания парольного символа $P_y^i(S_i = j) = \frac{1}{j}$. Усредняя по всем j , запишем:

$$P_y^i = \sum_{j=1}^{s_0} \frac{P(S_i)}{j}. \quad (1)$$

Заметим, что после первого подсматривания $P(S_1 = s_0) = 1, P(S_1 = j) = 0, j < s_0$, поэтому $P_y^1 = \frac{1}{s_0}$.

Распределение вероятностей $P(S_i = j)$ для i -го подсматривания может быть получено из распределения вероятностей $P(S_{i-1})$ согласно следующему рекуррентному уравнению:

$$P(S_1 = s_0) = 1, \\ P(S_i = j) = \sum_{s \geq j}^{s^*} P(S_i = j / S_{i-1} = s) \cdot P(S_{i-1} = s), j \geq 2,$$

где s^* – максимальное значение s_{i-1} .

Для нахождения вероятности $P(S_i = j / S_{i-1} = s)$ переформулируем задачу нахождения количества символов в подмножестве $\tilde{S}_i = \tilde{S}_{i-1} \cap \tilde{S}_i'$ следующим образом.

Задано множество из N элементов. Из множества случайным образом выбирается (без возвращения) s_0 элементов. Выбранные элементы помечаются и

помещаются обратно в множество. Снова случайным образом выбирается s_0 элементов. Требуется найти вероятность того, что были вынуты ранее помеченные элементы в количестве $j = 0, 1, \dots, s-1$. Учитывая тот факт, что парольный символ будет выпадать после каждого подсматривания, т.е. всегда будет выбран хотя бы один помеченный элемент, несложно получить следующее выражение:

$$P(S_i = j) = \frac{C_{s-1}^j \cdot C_{(N-1)-(s-1)}^{s_0-1-j}}{C_{N-1}^{s_0-1}}.$$

На рисунке 1 показаны зависимости $P(S_i = j)$ для значений $N = 10, s_0 = 5$.

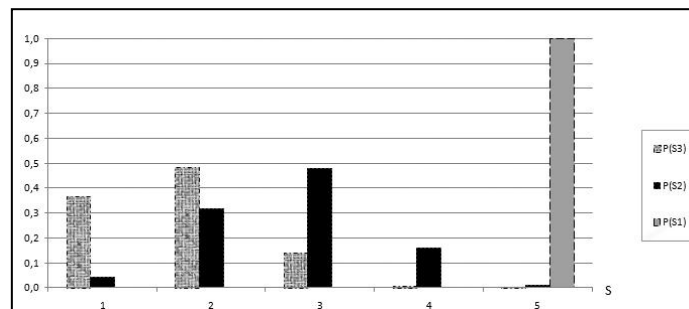


Рис. 1. Зависимости $P(S_i = j)$ для значений $N = 10, s_0 = 5$

На рисунке 2 показаны зависимости P_y для значений $N = 10, s_0 = 5$.

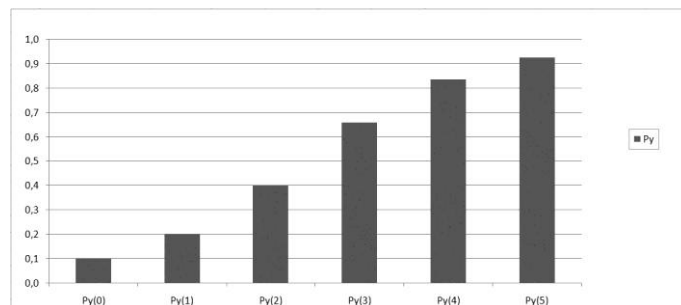


Рис. 2. Зависимости P_y для значений $N = 10, s_0 = 5$

4. Оценка вероятности подбора

После проведения i -ой атаки подсматривания нарушитель знает s_i кандидатов в парольные символы $p_1, p_2, \dots, p_{s_i}$.

Каждому такому символу в таблице ввода соответствует блок из K символов ввода. Причем один из блоков точно соответствует парольному символу. Поэтому стратегия нарушителя в i -ой атаке подбора может быть такой:

- начать процедуру аутентификации, вызвать на дисплей таблицу ввода;
- подсчитать количество совпадающих символов различного типа в s_i блоках;

– выбрать в качестве вводного символа тот, число повторений для которого в этих блоках максимально;

– если несколько символов максимальное количество повторений одинаково, то выбрать любой из них в качестве вводного символа.

Выражения для вероятности подбора можно записать так:

$$P_{\text{подб}}^i = \sum_{j=1}^{S_0} P(S_i = j) \cdot P_{\text{подб}}(S_i), \quad (2)$$

где $P_{\text{подб}}(S_i)$ – вероятность подбора парольного символа при известном подмножестве $\tilde{S}_i$ кандидатов парольных символов после i -го подсматривания.

$$P_{\text{подб}}(S_i = j) = \sum_{m=1}^{N_t} \sum_{t=1}^j P_{\text{conf}}(m, t) \cdot \frac{t}{j},$$

где $P_{\text{conf}}(m, t)$ – вероятность m -ой конфигурации веса t ; N_t – количество конфигураций веса t ; $\frac{t}{j}$ – вероятность подбора для конфигурации веса t .

Под конфигурацией веса t мы понимаем расположение t блоков, среди j блоков, содержащих максимально повторяющийся вводный символ.

Аналитическое выражение для нахождения $P_{\text{conf}}(m, t)$ очень громоздко и зависит от способа построения таблицы ввода. Поэтому для вычисления $P_{\text{conf}}(m, t)$ будем использовать имитационное моделирование.

На рисунке 3 показаны зависимости $P_{\text{подб}}^i$, как функция от i согласно выражению (2), для $N = 10$, $K = 5$ для разного количества подсматриваний.

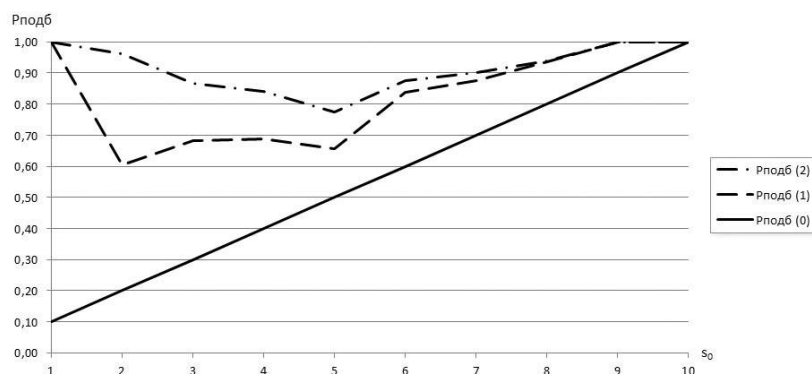


Рис. 3. Зависимости $P_{\text{подб}}^i$ для значений $N = 10$, $K = 5$

Заключение

В работе рассмотрены общие закономерности построения НГП, которые могут быть описаны в терминах набора таблиц ввода.

Полученные соотношения $P_{\text{угад}}^i$, $P_{\text{подб}}^i$ позволяют оценить защищенность достаточно большого количества типов НГП.

Список используемых источников

1. Sobrado L., Birget J.C. Graphical passwords // The Rutgers Scholar, vol. 4, 2003.

2. Luca A. D., Hertzschy K., Hussmann H. ColjrPIN: Securing PIN entry through indirect input // Proc. CHI, 2010, pp. 1103–1106.
3. Bianchi A., Oakley I., Kostakos V., Kwon D.-S. The phone lock: Audio and haptic shoulder-surfing resistant PIN entry methods for mobile devices // Proc. TEI, 2011, pp. 197–200.
4. Bianchi B., Oakley I., Kwon D.-S. Counting clicks and beeps: Exploring numerously based haptic and audio PIN entry. Interact. Comput., 2012, vo. 24, no. 5, pp. 409–412.
5. Яковлев В. А., Архипов В. В. Аутентификация пользователей на основе устойчивого к подсматриваниям графического пароля «Шахматы» // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. 2014. № 1. С 25–35.
6. Архипов В. В., Яковлев В. А. Способ аутентификации пользователей с защитой от подсматривания. Пат. 2541868 Российская Федерация; заявитель и патентообладатель ФГО-БУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича». – № 2013122262/08; заявл.14.05.2013; опубл. 20.02.2015.
7. Kleidermacher D. Picture Perfect Privacy for PRIV. URL: <http://blogs.blackberry.com/2015/12/picture-perfect-privacy-for-priv/>. (дата обращения 08.12.15).

АНАЛИЗ НЕИСПРАВНОСТЕЙ В СЕТЯХ PON. ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА

А.В. Астахов, В.Р. Сумкин

Практика поиска и устранения неисправностей при монтаже сетей PON показала, что наличие избыточного количества изгибов оптического волокна приводит к большим потерям на длине волны 1490 нм, тогда как недостаточно плотная фиксация оптических разъёмов существенно сильнее сказывается на затухании излучения на длине 1310 нм. Для объяснения этой особенности был проведён теоретический анализ потерь на макроизгибах оптического волокна и потерь на продольном зазоре для различных длин волн, используемых в сетях PON.

Ключевые слова: пассивная оптическая сеть, тестирование PON, оптическое волокно, спектральный диапазон, длина волны, оптическое излучение.

ANALYSIS OF TROUBLESHOOTING IN PON. THEORY AND PRACTICE

Astakhov A, Sumkin V.

As the practice of troubleshooting during the installation of PON shows, the presence of excess fiber bends causes the large losses at a wavelength of 1490 nm, whereas not enough tight fixations of optical connectors greatly affects the attenuation at a wavelength of 1310 nm. Theoretical analysis of losses caused by optical fiber macrobends and losses at a longitudinal gap for different wavelengths used in PON was carried out to explain this feature.

Keywords: passive optical network, PON testing, optical fiber, spectral range, wavelength, optical radiation

Тестирование распределительных сетей PON, выявление и устранение дефектов при строительстве и во время приемо-сдаточных работ являются важ-

ными и достаточно трудоемкими задачами. Это обусловлено особенностью сети PON, которая заключается в разветвленности сети и большом количестве точек тестирования (абонентских портов), особенно в многоэтажных, многоквартирных домах.

Анализ дефектов, проявившихся в процессе монтажа и наладки сетей PON, показал, что наиболее частыми причинами неисправностей во вновь вводимой сети являются избыточные потери, которые вызваны изгибами оптического волокна (нарушения при прокладке кабеля) и избыточные потери в оптических разъёмах за счёт неплотной фиксации соединителей (нарушения при монтаже сети).

Понимание физической природы возникновения потерь обусловленных данными дефектами позволяет уверенно различать их, что значительно ускорит локализацию дефектов и уменьшит время на их устранение.

Практика поиска и устранения неисправностей при монтаже сетей PON показала, что наличие избыточного количества изгибов оптического волокна приводит к большим потерям на длине волны 1625 нм по сравнению с длиной волны 1310 нм. Тогда как недостаточно плотная фиксация оптических разъёмов существенно сильнее сказывается на затухании излучения на длине волны 1310 нм. Описываемая особенность наиболее ярко проявляется при использовании оптического волокна стандарта G657A2, которое используется в составе оптического кабеля при строительстве распределительной сети PON.

Для объяснения этой особенности был проведён теоретический анализ потерь на макроизгибах оптического волокна и потерь на продольном зазоре для различных длин волн, используемых в сетях PON.

Для расчёта использовались паспортные характеристики оптического волокна FUJIKURA G657 A2:

- длина волны отсечки $\lambda_c = 1260$ мкм;
- диаметр модового поля $2W_0(1310 \text{ нм}) = 8,6$ мкм.

С учётом этих параметров были рассчитаны диаметры модового поля для длин волн 1310 нм и 1625 нм. При расчёте использовалась формула Маркузе [1]:

$$2 \cdot W_0 = 2 \cdot a \cdot \left[0,65 + 0,434 \cdot \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^{3/2} + 0,0149 \cdot \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^6 \right].$$

Это позволило построить зависимость диаметра модового поля от длины волны в спектральном диапазоне, используемом в сетях PON (рис. 1).

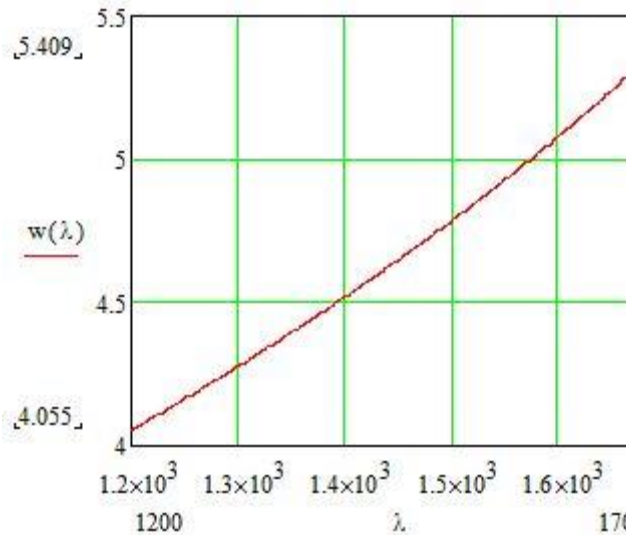


Рис. 1. Зависимость диаметра модового поля от длины волны

В свою очередь, диаметр модового поля позволяет рассчитать как потери на продольном зазоре в разъёмном соединителе, так и потери на макроизгибе оптического волокна.

При расчёте потерь на продольном зазоре в разъёме использовалась аппроксимация волны, излучаемой торцом одномодового волокна, как гауссового пучка с заданным параметром $2W_0$, соответствующим каустике пучка. При известной длине волны λ величина W_0 полностью определяет рэлеевскую длину пучка Z_0 , соответствующую расстоянию вдоль оси пучка, на котором площадь поперечного сечения пучка увеличивается вдвое [2]:

$$Z_0 = \frac{\pi \cdot (W_0)^2}{2},$$

и геометрия поведения пучка в зазоре может быть описана схемой (рис. 2).

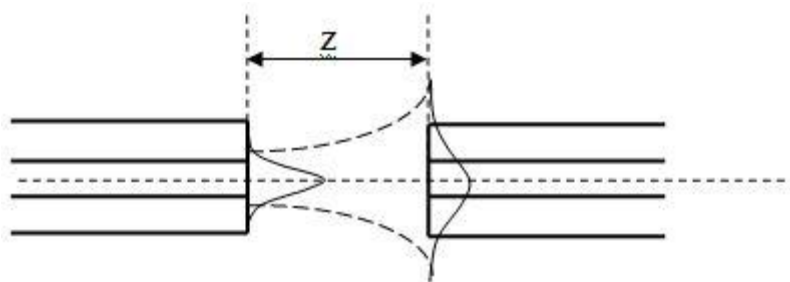


Рис. 2. Геометрия поведения пучка в зазоре оптических волокон

Для такой схемы доля мощности η , переносимой пучком через площадь радиусом W_0 (на торце приёмного волокна при расстоянии z между торцами) может быть описана формулой:

$$\eta(z) = 1 - e^{\left[\frac{-2 \cdot W_0^2}{w^2(z)}\right]},$$

где $w(z)$ – радиус гауссова пучка на торце приёмного волокна (на расстоянии z от торца передающего волокна):

$$w^2(z) = W_0^2 \cdot \left[1 + \left(\frac{z}{Z_0} \right)^2 \right].$$

Так как и W_0 , и Z_0 зависят от длины волны λ , то и потери в продольном зазоре также будут зависеть от длины волны λ . Эти зависимости приведены на графике (рис. 3).

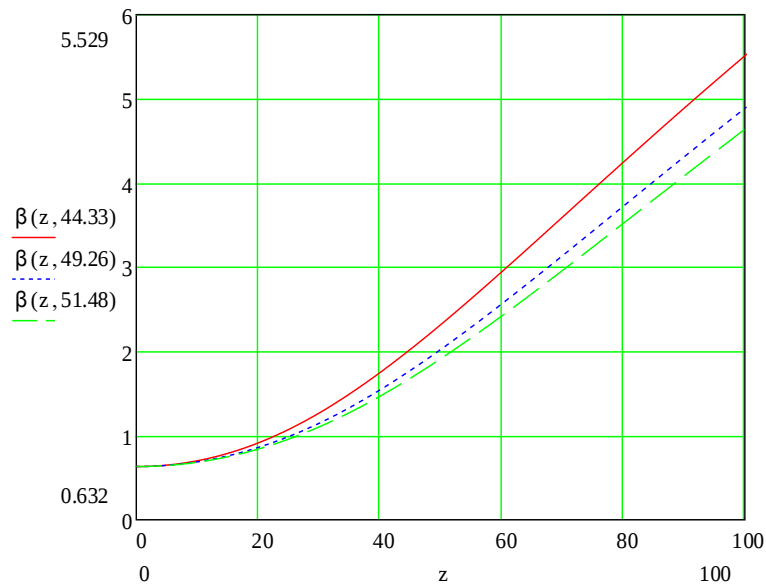


Рис. 3. Зависимость потерь в продольном зазоре разъемного соединения

Потери для длины волны 1310 мкм (верхняя кривая) при одинаковой величине продольного зазора заметно больше, чем для длины волны 1625 мкм (нижняя кривая).

Это различие особенно заметно при больших продольных зазорах (более 60 мкм).

Потери на макроизгибе радиуса R для одномодового волокна с показателем преломления сердцевины n_1 могут быть рассчитаны по формуле [1]:

$$\alpha = 10 \lg \left[1 - (k \cdot n_1)^4 \cdot \frac{(W_0)^6}{8 \cdot R^2} \right], \text{ дБ}$$

где $k = 2\pi/\lambda$, волновое число распространяющейся по волокну оптической волны.

Из формулы видно, что потери на макроизгибе сложным образом зависят от длины волны излучения (так как и k , и W_0 зависят от λ). Графики этих зависимостей для трёх длин волн приведены на рисунке 4.

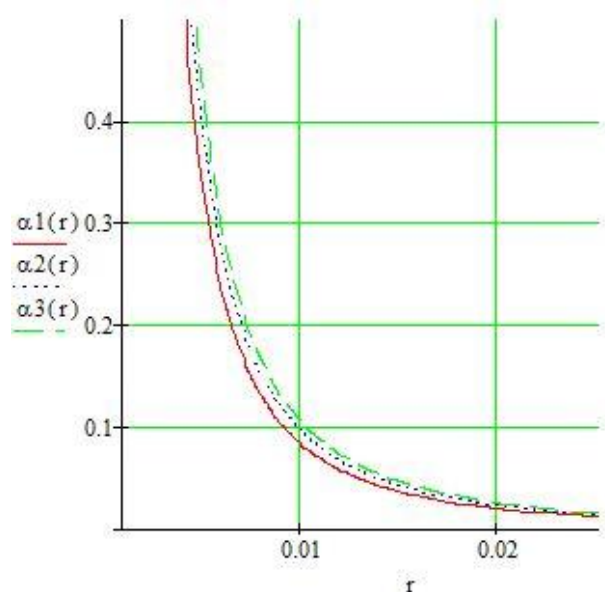


Рис. 4. Зависимость потерь на макроизгибе оптического волокна

Анализ расчётных кривых показывает, что излучение с длиной волны 1625 мкм (верхняя кривая) оказывается более чувствительно к макроизгибам волокна, чем излучение с длиной волны 1310 мкм (нижняя кривая), особенно при малых радиусах изгиба (меньше 10 мм).

Таким образом, проведённый теоретический анализ показал, что различные по своей природе дефекты монтажа вызывают увеличение потерь излучения, которое существенным образом зависит от природы дефекта. Изгибы волокна приводят к большему росту потерь на длине волны 1625 мкм, тогда как недостаточно плотная фиксация оптических разъёмов существенно сильнее сказывается на затухании излучения 1310 нм.

В заключение еще раз необходимо отметить, что сравнивая уровни потерь в различных спектральных диапазонах, можно идентифицировать характер повреждения, быстрее и точнее локализовать его место нахождения и уменьшить время на наладку смонтированной сети PON.

Список используемых источников

1. Кауфман М., Сидман А. Практическое руководство по расчётам схем в электронике: справ. В 2 т. Т. 2.: пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1993. 288 с.
2. Салех Б., Тейх М. Оптика и фотоника. Принципы и применения: пер. с англ. В 2 т. Долгопрудный: Издательский Дом «Интеллект», 2012. Т. 1. 760 с.

МИКРОСТРУКТУРИРОВАННЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ ВОЛОКНА ДЛЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

П.В. Безбородкин, М.В. Быков, В.В. Демидов, К.В. Дукельский

Приведены данные о разработке одномодовых микроструктурированных волокон с сердцевинной диаметром 35 мкм, отличающихся от аналогов лучшей устойчивостью фундаментальной моды к изгибу. Показано, что одномодовый режим распространения излучения достигается в волокнах за счет явления дифференциального модового затухания, обусловленного различием в интенсивности вытекания фундаментальной и высшей мод.

Ключевые слова: микроструктурированное волокно, большая сердцевина, одномодовый режим

MICROSTRUCTURED OPTICAL FIBERS FOR INFORMATION TRANSFER AND PROCESSING SYSTEMS

Bezborodkin P., Bykov M., Demidov V., Dukelskii K.

Data on development of single-mode microstructured fibers with a 35 micron core diameter different from analogs by the higher bending resistance property are provided. It is shown that the single-mode regime of operation is reached in fibers due to the phenomenon of differential mode attenuation caused by a distinction in leakage intensity of fundamental and higher-order modes.

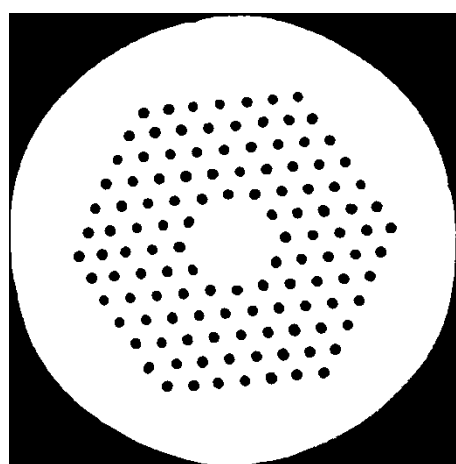
Keywords: microstructured fiber, large core, single-mode operation

Микроструктурированные волокна с оболочкой, образованной гексагональной системой воздушных отверстий, и сердцевинной из кварцевого стекла обладают световодным эффектом за счет явления полного внутреннего отражения [1]. Волокна такого типа обладают рядом преимуществ по сравнению с аналогами, изготовленными из сплошных оптических сред, в частности, возможностью поддерживать одномодовый режим распространения излучения в неограниченном спектральном диапазоне [2] и в сердцевине диаметром в несколько десятков микрометров [3]. Данное обстоятельство позволяет рассматривать микроструктурированные волокна в качестве перспективных элементов для создания волоконных лазеров и усилителей с высокой средней и пиковой мощностью, охватывающих одновременно *S*-, *C*-, *L*- и *U*-диапазоны, а также лидаров, дальномеров и систем дистанционного зондирования.

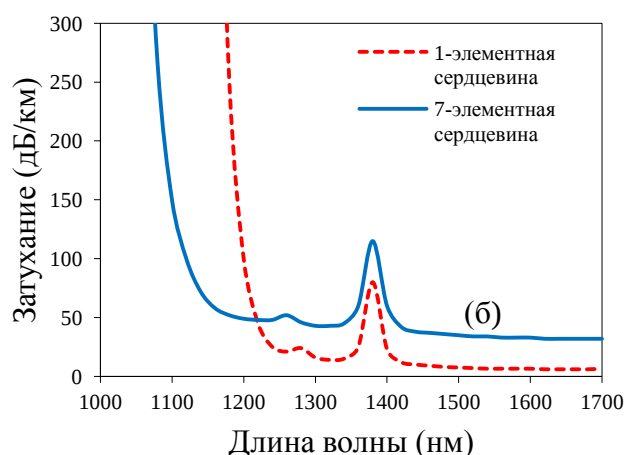
Однако на практике увеличению размеров сердцевинной одномодового микроструктурированного волокна препятствует значительное сокращение рабочего спектрального диапазона из-за смещения границы коротковолнового вытекания фундаментальной моды в область больших значений длины волны излучения [4, 5, 6]. Например, оптический элемент с сердцевинной диаметром 35 мкм и параметром $k = 0,50$, характеризующим степень содержания воздуха в оболочке ($k = d/\Lambda$, d – диаметр отверстия, Λ – шаг структуры), оказывается работоспособным при расположении на катушке радиусом не менее 16 см [7], габариты которой могут быть неприемлемыми для ряда приложений.

Цель настоящей работы заключалась в поиске геометрии микроструктурированного волокна, способствующей реализации неограниченного по спектру одномодового режима передачи излучения в сердцевине диаметром 35 мкм при намотке волокна на стандартную транспортировочную катушку радиусом 8 см.

Первая вариация конструкции волокна основывалась на увеличении размеров сердцевины относительно внешнего диаметра за счет формирования ее семью центральными элементами в исходной поликапиллярной сборке, а не одним, как это делалось ранее (рис. 1а). Предпринятая мера позволила сократить значение шага структуры с 23 до 10 мкм по сравнению с одноэлементным аналогом, что имело своим следствием повышение устойчивости фундаментальной моды к изгибу. Достижение одномодового режима работы стало возможным благодаря выбору параметра k , обеспечивающего существенную разницу в потерях мощности фундаментальной и высшей направляемых мод (табл. 1). Вместе с тем, несмотря на расширение границы коротковолнового вытекания моды в сторону синей части спектра для микроструктуры с оптимальным по характеристикам модового затухания значением $k = 0,20$ (рис. 1б), эксплуатация волокна на катушке радиусом 8 см по-прежнему представлялась трудно-разрешимой задачей.



а)



б)

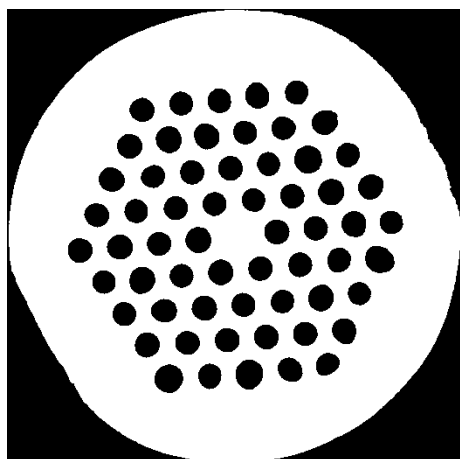
Рис. 1. а) фотография сечения микроструктурированного волокна с семиэлементной сердцевиной; б) спектральные характеристики затухания волокон с одно- ($k = 0,50$) и семиэлементной ($k = 0,20$) сердцевиной диаметром 35 мкм. Радиус катушки 16 см

Отметим, что более чем двукратное уменьшение параметра содержания воздуха в волокнах с семиэлементной сердцевиной относительно волокон с сердцевиной, полученной заменой одного элемента на штабик в исходной сборке, было продиктовано необходимостью обеспечения режима распространения единственной поперечной моды [8], что подтверждается данными таблицы 1.

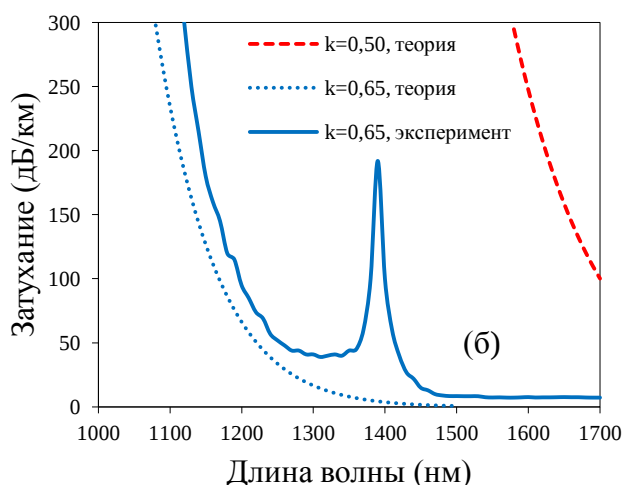
ТАБЛИЦА 1. Расчетные характеристики фундаментальной и наиболее конкурентной первой высшей мод в микроструктурированных волокнах с семиэлементной сердцевиной диаметром 35 мкм. Длина волны излучения 1550 нм

k	Фундаментальная мода		Первая высшая мода		Радиус катушки, см	Граница вытекания, нм
	Потери, дБ/км	Площадь, мкм ²	Потери, дБ/км	Площадь, мкм ²		
0,10	1,71E+4	4020,51	> 1E+5	783,68	16	~ 1800
0,15	1,89E+2	606,13	> 1E+4	545,09	16	~ 1400
0,20	6,44E+0	627,42	1,2E+3	266,61	16	~ 1100
0,25	2,49E-1	640,74	3,61E+1	303,67	16	~ 1050
0,30	7,99E-3	647,64	9,54E-1	204,2	16	~ 1000

Следующая вариация конструкции волокна подразумевала развитие концепции дифференциального модового затухания применительно к микроструктурам с одноэлементной сердцевиной и повышенным контрастом показателей преломления сердцевины и отражающей оболочки (рис. 2а).



а)



б)

Рис. 2. а) фотография сечения микроструктурированного волокна с одноэлементной сердцевиной; б) спектральная характеристика затухания излучения в волокне с одноэлементной сердцевиной диаметром 35 мкм. Радиус катушки 8 см

Как оказалось, увеличение параметра k более 0,50 может способствовать установлению одномодового режима передачи излучения при прохождении светом нескольких метров волокна при расположении его на катушке радиусом 8 см. Для изучения природы обнаруженного явления авторами были исследованы оптические свойства серии волокон с сердцевиной диаметром от 15 до 35 мкм (табл. 2).

ТАБЛИЦА 2. Геометрические и оптические свойства одномодовых микроструктурированных волокон с одноэлементной сердцевинной длиной 10 м, расположенных на катушке радиусом 8 см. Длина волны излучения 1550 нм

Диаметр сердцевины, мкм	Шаг структуры, мкм	k	Потери фундамент. моды, дБ/км	Потери первой высш. моды, дБ/км
15	9,68	0,45	8,82E-1	—
20	13,33	0,50	2,82E-2	$> 1E+10$
25	17,24	0,55	2,08E-3	$> 1E+10$
30	21,43	0,60	7,87E-4	3,08E+9
35	25,93	0,65	4,49E-3	1,63E+11

Из данных таблицы 2 видно, что, как и предполагалось, режим распространения единственной поперечной моды достигается в структурах рассматриваемой геометрии за счет значительной разницы в потерях мощности фундаментальной и высшей мод. Для волокна с сердцевинной диаметром 15 мкм определить значение затухания первой высшей моды не удалось по причине ее абсолютного вытекания во внешнюю конструктивную оболочку из кварцевого стекла. Обращает на себя внимание факт увеличения параметра k одномодового волокна при масштабировании структуры в область больших значений Λ в одинаковых эксплуатационных условиях (катушка радиусом 8 см), что свидетельствует о более интенсивном характере вытекания высшей моды в упомянутую внешнюю оболочку при увеличении размеров сердцевины. Отмеченная тенденция подтверждается результатами численного анализа, проведенного для микроструктур с различным содержанием воздуха в оболочке (рис. 3).

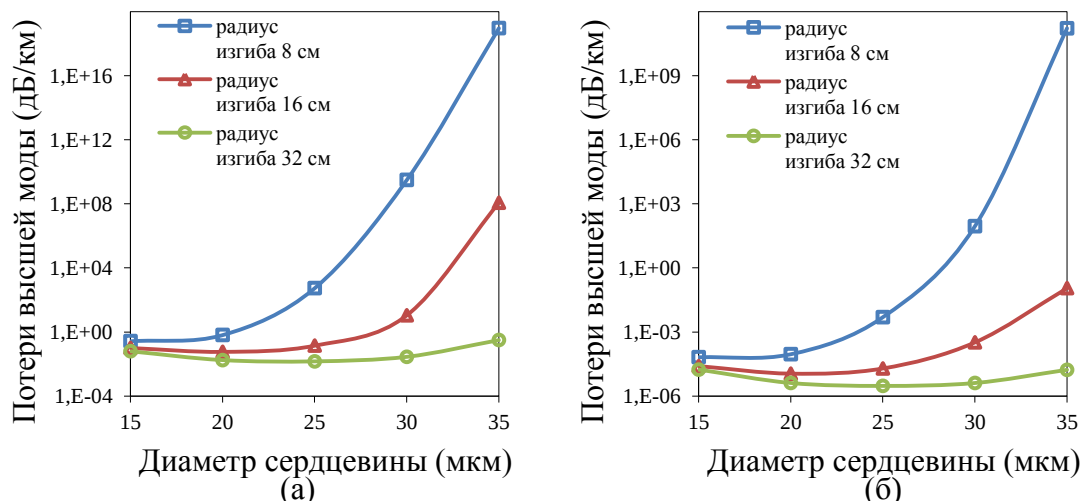


Рис. 3. Потери мощности первой высшей моды на длине волны излучения $\lambda = 1550$ нм в микроструктурированных волокнах с различным содержанием воздуха в оболочке: а) $k = 0,60$; б) $k = 0,65$.

Спектр затухания излучения в одномодовом микроструктурированном волокне с сердцевинной диаметром 35 мкм (рис. 2б), показывает, что увеличение

степени содержания воздуха в оболочке с 0,50 до 0,65 приводит к значительному снижению чувствительности фундаментальной моды к изгибу. Это обстоятельство находит логичное объяснение, если обратиться к теории оптических волокон со сплошной оболочкой. Увеличение параметра k эквивалентно увеличению разности показателей преломления сердцевины и оболочки в «обычном» волокне, что способствует возрастанию устойчивости фундаментальной моды к изгибу. Более того, указанная тенденция, прогрессирующая по мере увеличения размеров сердцевины одномодового волокна (k возрастает), позволяет минимизировать потери мощности фундаментальной моды, обусловленные влиянием нерегулярностей и микроизгибов [9].

Таким образом, разработана конструкция одномодового микроструктурированного волокна на основе кварцевого стекла с сердцевиной диаметром 35 мкм и высокой устойчивостью фундаментальной моды к изгибу по радиусу 8 см. Установлено, что режим распространения единственной поперечной моды достигается в волокне за счет явления дифференциального модового затухания, обусловленного различием в интенсивности вытекания фундаментальной и высшей направляемых мод во внешнюю конструктивную оболочку. Показано, что для оптического элемента со значением параметра содержания воздуха $k = 0,65$ расширение границы коротковолнового вытекания фундаментальной моды составляет приблизительно 500 нм, что позволяет использовать волокно для работы в спектральном диапазоне от 1450 до 1700 нм.

Список используемых источников

1. Russell P. St. J. Photonic-crystal fibers // J. Lightwave Technol. 2006. V. 24. № 12. pp. 4729–4749.
2. Birks T. A., Knight J. C., and Russell P. St. J. Endlessly single-mode photonic crystal fiber // Opt. Lett. 1997. V. 22. № 13. pp. 961–963.
3. Knight J. C., Birks T. A., Cregan R. F., Russell P. St. J., and de Sandro J.-P. Large mode area photonic crystal fibre // Electron. Lett. 1998. V. 34. № 13. pp. 1347–1348.
4. Nielsen M. D., Mortensen N. A., Albertsen M., Folkenberg J. R., Bjarklev A., and Bonacinni D. Predicting macrobending loss for large-mode area photonic crystal fibers // Opt. Express. 2004. V. 12. № 8. pp. 1775–1779.
5. Демидов В. В., Дукельский К. В., Тер-Нерсисянц Е. В., Шевандин В. С. Микроструктурированные одномодовые световоды на основе явления дифференциального модового затухания // Оптический журнал. 2012. Т. 79. № 1. С. 52–57.
6. Демидов В. В., Дукельский К. В., Тер-Нерсисянц Е. В., Шевандин В. С. Исследование одномодового режима работы микроструктурированных световодов с каналами вытекания излучения // Оптический журнал. 2013. Т. 80. № 5. С. 65–70.
7. Nielsen M. D., Folkenberg J. R., and Mortensen N. A. Single-mode photonic crystal fiber with an effective area of $600 \mu\text{m}^2$ and low bending loss // Electron. Lett. 2003. V. 39. № 25. pp. 1802–1803.
8. Агрозов П. М., Дукельский К. В., Ильичев И. В., Козлов А. С., Шамрай А. В., Шевандин В. С. Исследование волноводных свойств маломодовых микроструктурированных волокон с большой сердцевиной // Квантовая электроника. 2010. Т. 40. № 3. С. 254–258.
9. Mortensen N. A. and Folkenberg J. R. Low-loss criterion and effective area considerations for photonic crystal fibres // J. Opt. A: Pure Appl. Opt. 2003. V. 5. № 3. P. 163–167.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК САМООРГАНИЗУЮЩЕЙСЯ БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ СПОСОБАХ РАЗМЕЩЕНИЯ УЗЛОВ

Л.Б. Бузюков, Д.В. Окунева, А.И. Парамонов

В данной статье приведены результаты исследования зависимости связности сети от распределения узлов и влияние распределения узлов и их параметров на решения задач по построению сетей с заданными требованиями к связности.

Ключевые слова: самоорганизующаяся беспроводная сеть, связность, дисперсия, модель Эрдеши-Реньи, пуассоновское распределение, гауссово распределение

RESEARCH OF CHARACTERISTICS OF THE SELF-ORGANIZED WIRELESS NETWORK AT VARIOUS WAYS OF PLACEMENT OF KNOTS

Buzyukov L., Okuneva D., Paramonov A.

Results of research of dependence of connectivity of a network on distribution of knots and influence of distribution of knots and their parameters on solutions of tasks of creation of networks with the set requirements to connectivity are given in this article.

Keywords: self-organized wireless network, connectivity, dispersion, Erdos-Renyi model, poisson distribution, gaussian distribution

Топология самоорганизующейся беспроводной сети, безусловно, влияет на функционирование сети [1]. Основными параметрами функционирования сети являются доступность и время доставки данных [2]. Под доступностью, как правило, подразумевается возможность предоставления услуги [3].

Для анализа возможностей сети с точки зрения предоставления услуги используются параметры связности сети.

Беспроводная самоорганизующаяся сеть состоит из некоторого количества узлов n , каждый из которых, в общем случае, может быть связан или не связан с соседними узлами. В последнем случае услуга передачи данных для этого узла не доступна. Расположение узлов зависит от конкретного назначения сети и вероятно, что оно выбирается с учетом обеспечения связности, однако, в процессе эксплуатации узлы могут отказывать или изменять свое положение (например, в случае сети с подвижными узлами). Поэтому целесообразно предположить, что распределение узлов случайно, следовательно, наличие связей между ними также случайно. Сделаем допущение о том, что число узлов неизменно и равно n . В таком случае сеть может быть описана случайным графом.

Известная обобщенная модель Эрдеши-Реньи [4, 5] позволяет описать вероятность связности случайного графа. В этом случае вероятность связности сети определяется как вероятность наличия ребра между вершинами графа.

Рассмотрим два варианта организации сети: сеть, узлы которой образуют пуассоновское поле [6], в области ограниченной квадратом со стороной 200 м и сеть, узлы которой образуют гауссово поле.

Под гауссовым полем будем понимать модель сети, координаты узлов которой случайны, независимы и распределены по двумерному нормальному закону (рис. 1).

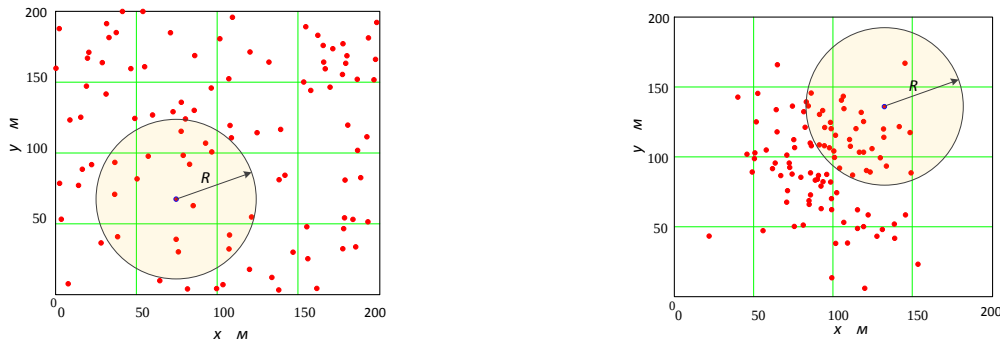


Рис. 1. Примеры организации сетей (пуассоновское поле и гауссово поле)

В обоих случаях узел сети имеет ограниченную область связи, которая описывается кругом с центром в точке размещения узла и радиусом.

На рисунке 2 приведены результаты имитационного моделирования сети из 100 узлов в области, ограниченной квадратом со стороной 200 м. В результате моделирования получены оценки вероятности связности.

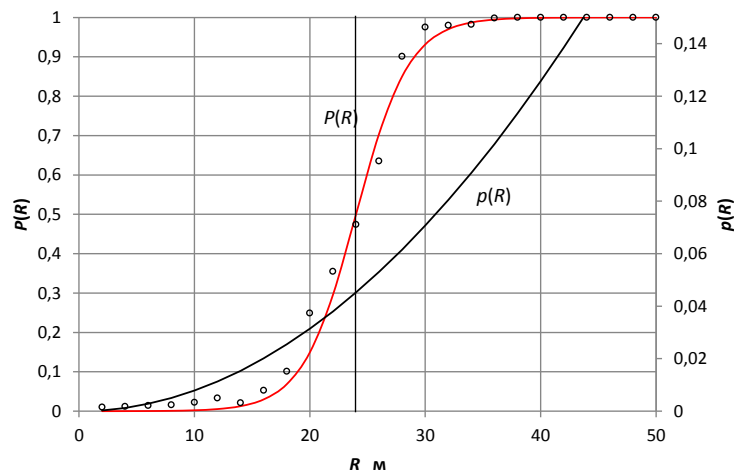


Рис. 2. Зависимость связности сети от радиуса связи узла для пуассоновского поля

Полученные результаты показывают, что применение модели Эрдеша-Реньи для сети, определенной пуассоновским полем точек дает вполне точные результаты и позволяет оценить, в данном случае, необходимую плотность узлов или радиус связи узла, для обеспечения необходимой связности сети.

Стоит отметить, что во многих практических задачах распределение узлов сети отличается от пуассоновского поля, в общем случае, оно может быть мультимодальным с областями высокой и малой плотности узлов.

Для исследования свойств поля отличного от пуассоновского, рассмотрим сеть образованную узлами, размещенными в области обслуживания по нормальному закону, т. е. образующее гауссово поле точек на плоскости. Данная модель, в общем случае, может быть использована при неравномерном распределении узлов сети в рассматриваемой зоне обслуживания.

На рисунке 3 приведены результаты имитационного моделирования сети из 100 узлов с радиусом зоны связи узла 50 м, при нормальном законе распределения узлов.

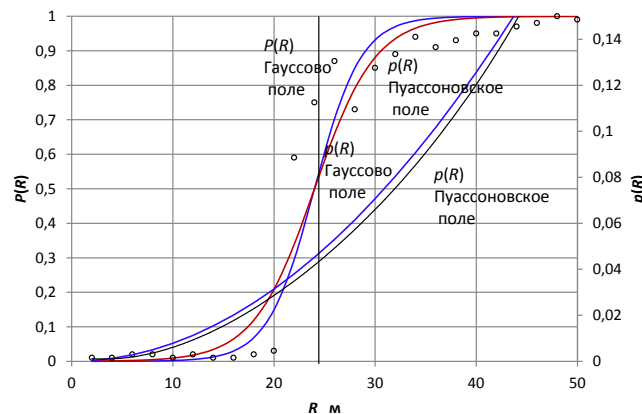


Рис. 3. Зависимость связности сети от радиуса связи узла для гауссова и пуассоновского полей

Полученные результаты позволяют предположить, что вероятность связности сети определяется дисперсией узлов сети.

Зависимость вероятности связности от дисперсии при гауссовом распределении, полученная методом имитационного моделирования приведена на рисунке 4.

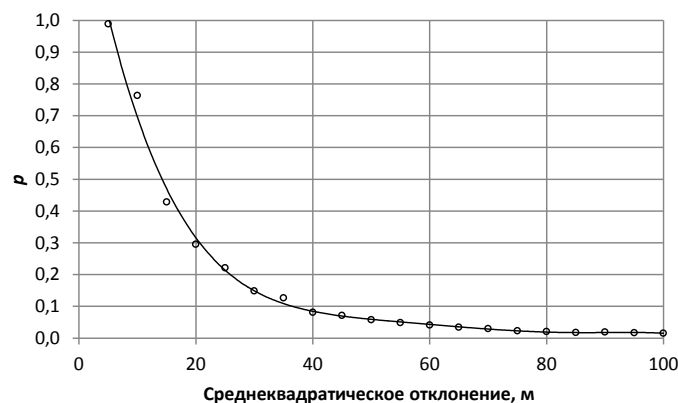


Рис. 4. Зависимость вероятности связности от дисперсии

Результаты имитационного моделирования показали, что связность сети, образованной, как пуассоновским, так и гауссовым полями определяется дисперсией распределения узлов сети по территории.

Следует отметить, что в данном случае рассматривалась сеть в целом. В таких условиях, очевидно, что в случае равномерного распределения (пуассо-

новского поля) условия связности для узлов сети, расположенных в различных координатах зоны обслуживания равнозначны (равновероятны).

Для сети, узлы которой распределены в соответствие с нормальным распределением (гауссово поле) эти условия не равнозначны, т. к. плотность узлов и вероятность связности для них зависит от их координат, а именно от удаления от точки рассеяния (рис. 5).

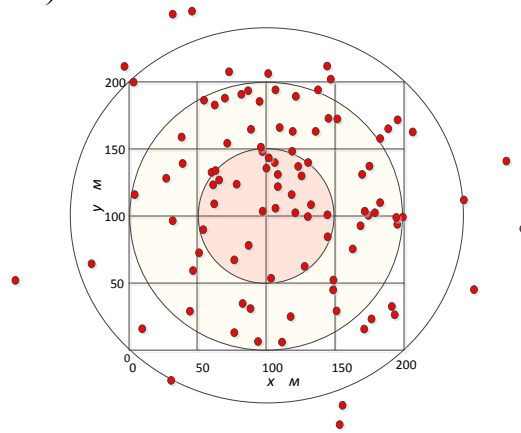


Рис. 5. Распределение узлов в зоне обслуживания

Зависимость вероятности связности от номера кольца, т. е. от удаления от центра рассеяния приведена на рисунке 6.

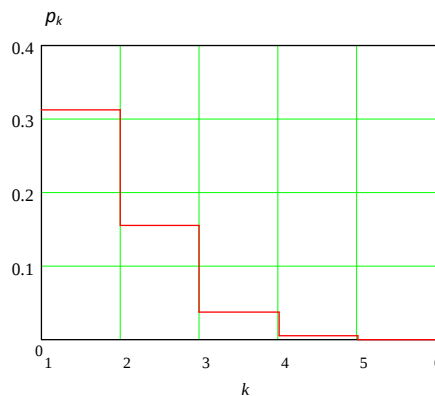


Рис. 6. Зависимость вероятности связности от удаления от центра рассеяния

Как и следовало ожидать, приведенная зависимость показывает, что вероятность связности убывает по мере удаления от центра рассеяния.

Таким образом, было выявлено, что случайный характер распределения узлов беспроводной самоорганизующейся сети по территории и случайный характер свойств радиоканалов между узлами позволяют использовать в качестве модели сети модель случайного графа.

С помощью имитационного моделирования было показано, что фактором, определяющим связность сети, является дисперсия распределения узлов по территории.

Применение модели Эрдеша-Реньи позволило определить связность сети через такие параметры как: число узлов, радиус связи узла, дисперсия их распределения по территории.

Результаты моделирования для пуассоновского и гауссова полей показали независимость вероятности связности сети в целом от типа распределения.

Результаты анализа гауссова распределения показали, зависимость связности в области сети от ее удаленности от центра рассеяния.

Список используемых источников

1. Кучерявый А. Е., Прокопьев А. В., Кучерявый Е. А. Самоорганизующиеся сети. СПб.: Любавич, 2011. 310 с.: ил. ISBN 978-5-86983-318-1.
2. Kirichek R., Paramonov A., Koucheryavy A. Flying Ubiquitous Sensor Networks as a Queueing System // 17th International Conference on Advanced Communications Technology (ICACT) 2015. pp. 127–132.
3. Динь Ч. З., Киричек Р. В., Парамонов А. И., Кучерявый А. Е. Имитационная модель инсталляции сенсоров с квадрокоптера на заданной территории // Информационные технологии и телекоммуникации. 2015. № 2 (10). С. 93–100.
4. Дистель Р. Теория графов: пер. с англ. Новосибирск: Из-во Ин-та математики, 2002. 336 с. ISBN 5-86134-101-X.
5. Райгородский А. М. Модели случайных графов и их применения // Труды МФТИ. 2010. Т. 2. № 4. С. 130-140.
6. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М.: Наука, 1969. 576 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ МАЛОМОДОВЫХ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН С УМЕНЬШЕННОЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ МОДОВОЙ ЗАДЕРЖКОЙ В «С»-ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

А.В. Бурдин

В работе предложен метод моделирования градиентного профиля показателя преломления, специализированная форма которого обеспечивает уменьшение дифференциальной модовой задержки в «С»-диапазоне длин волн, кварцевых малоимодовых волоконных световодов с увеличенным, по сравнению с известными коммерческими малоимодовыми оптическими волокнами, диаметром сердцевины.

Ключевые слова: малоимодовые оптические волокна, увеличенный диаметр сердцевины, дифференциальная модовая задержка, площадь эффективного сечения, моды высшего порядка, нелинейный предел Шеннона

DESIGN OF A FEW-MODE OPTICAL FIBERS WITH DECREASED DIFFERENTIAL MODE DELAY OVER “C”-BAND

Bourdine A.

This work presents method for design of specialized refractive index profile that provides differential mode delay decreasing over “C”-band for silica few-mode optical fibers with enhanced core diameter in comparison with known commercial samples.

Keywords: few-mode optical fibers, enhanced core diameter, differential mode delay, effective area, higher order guided modes, nonlinear Shannon limit

Как известно [1, 2], нелинейный предел Шеннона фактически определил порог пропускной способности и, соответственно, ограниченные возможности применения стандартных одномодовых оптических волокон (ОВ) на протяженных волоконно-оптических линиях передачи (ВОЛП) в сочетании с высокоскоростными системами передачи на базе технологии спектрального уплотнения с плотной сеткой каналов мультиплексирования по оптическим несущим. В результате на сегодняшний день именно сильное проявление нелинейных эффектов в стандартных одномодовых ОВ является одним из ключевых факторов, ограничивающих переход на транспортные сети связи нового поколения, которые ориентированы на передачу данных со скоростью сотни Тбит/с и более [1, 2].

Одним из очевидных кардинальных способов подавления нелинейных эффектов в оптическом линейном тракте является непосредственное уменьшение нелинейности самого волоконного световода. С точки зрения ОВ традиционной конструкции это может достигаться путем увеличения диаметра сердцевинки световода [3]. Однако радикальное увеличение последнего, которое позволило бы практически нивелировать нелинейность ОВ, неизбежно приведет к появлению еще большего числа новых модовых составляющих высших порядков. В результате потребуются проведение дополнительных мероприятий по управлению дифференциальной модовой задержкой (ДМЗ) – основного фактора линейного искажения оптического сигнала при распространении по ОВ в маломодовом режиме [4].

Таким образом, при переходе на маломодовые ОВ необходим поиск компромисса между диаметром сердцевинки такого ОВ, обеспечивающего устранение нелинейности, с одной стороны, и ограниченного числа модовых составляющих, с другой стороны, при одновременной минимизации ДМЗ между ними. Так, в работе [5] на основании полученных результатов моделирования ВОЛП, функционирующей в одномодовом режиме, было показано, что при мощности сигнала в 2,5 мВт, передаче 10 каналов 40 Гбит/с на 4000 км (формат RZ-DQPSK; длина волны центрального канала 1550 нм; интервал 0,4 нм; длина участка 100 км; тип ОВ SSF G.652; компенсация дисперсии 100 %; компенсация затухания 100 %, шумы усилителя не учитываются), приемлемое значение Q-фактора достигается уже при значении эффективной площади сечения основной моды $A_{эфф} = 140 \text{ мкм}^2$.

Для перехода от эффективной площади сечения моды к диаметру сердцевинки ОВ предлагается воспользоваться разработанной ранее модификацией приближения Гаусса [6], обобщенной на случай расчета параметров передачи направляемых мод произвольного порядка, распространяющихся в слабонаправляющих ОВ с произвольным осесимметричным профилем показателя преломления в сердцевине, ограниченной одной внешней сплошной оболочкой. Данный метод базируется на совместном применении модификации приближения Гаусса и методе стратификации, характеризуется малой погрешностью [7, 8], обеспечивает переход к аналитической форме записи вариационного выражения, характеристического уравнения, а также производных постоянной распространения и при этом позволяет выполнять анализ ОВ с профилями доста-

точно сложной конструкции, в том числе и восстановленных непосредственно по протоколам измерений промышленных образцов ОВ, при одновременно низких требованиях к вычислительным ресурсам даже в случае перехода к направляемым модам высших порядков.

Предварительно с помощью разработанного ранее метода было получено аналитическое выражение для диаметра пятна поля моды в ближнем поле на основании хорошо известной интегральной формы записи формулы Петермана [9], которое в результате соответствующих преобразований приводится к виду:

$$\text{MFD}_{\text{NF}} = 2R_0 \sqrt{\frac{(l+m-1)!}{(m-1)!}} \cdot \left[\frac{(2l+m) \cdot (l+m-1)!}{(m-1)!} - (2l+q+1) \cdot \sum_{q=0}^{2m-2} C_q (l+q)! + \right. \\ \left. + \frac{l^2 + (l+q) \cdot (l+q-1)}{2} \cdot \sum_{q=0}^{2m-2} D_q (l+q-1)! \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (1)$$

где $C_q = \sum_{p=\max(0, q-m+1)}^{\min(q, m-1)} b_p^{(l, m-1)} b_{q-p}^{(l+1, m-1)}$; $D_q = \sum_{p=\max(0, q-m+1)}^{\min(q, m-1)} b_p^{(l, m-1)} b_{q-p}^{(l, m-1)}$; a – радиус сердцевин

ны исследуемого ОВ; $R_0 = \rho_e/a$ – нормированный эквивалентный, в рамках приближения Гаусса, радиус пятна моды; ρ_e – эквивалентный радиус пятна моды; $b_q^{(l, m)}$ – коэффициенты разложения явного представления полинома Лагерра $L_m^{(l)}(x)$ в виде конечного степенного ряда [10].

Далее на основе этого же разработанного приближенного метода [6, 7, 8] был проведен анализ кварцевых градиентных ОВ традиционной конструкции при разных значениях диаметра сердцевин, которые выбирались из диапазона $d = 8 \dots 50$ мкм, с градиентным профилем показателя преломления, соответствующим типовым промышленным образцам многомодовых ОВ категории OM2+/OM3 [11], приведенный на рисунке 1. Это позволило построить зависимости площади эффективного сечения как основной, так и мод высших порядков, удовлетворяющих условию отсечки при выборе заданного значения d исследуемого ОВ, от диаметра сердцевин $A_{\text{эфф}}(d)$. Полученные зависимости модовых $A_{\text{эфф}}(d)$, представленные на рисунке 2, показали, что искомая $A_{\text{эфф}}$ достигается уже для ОВ с $d = 22$ мкм. Данное ОВ поддерживает распространение 6 направляемых мод в С-диапазоне, однако значение DMD принимает неприемлемо высокие значения. В частности, в окрестностях длины волны $\lambda = 1550$ нм данный параметр достигает $DMD = 3100$ пс/км.

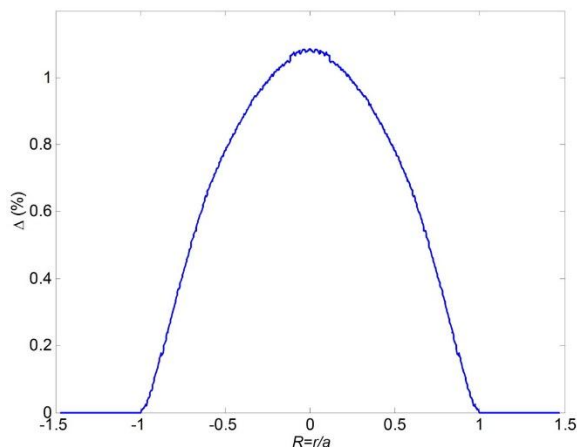


Рис. 1. Опорный градиентный профиль показателя преломления

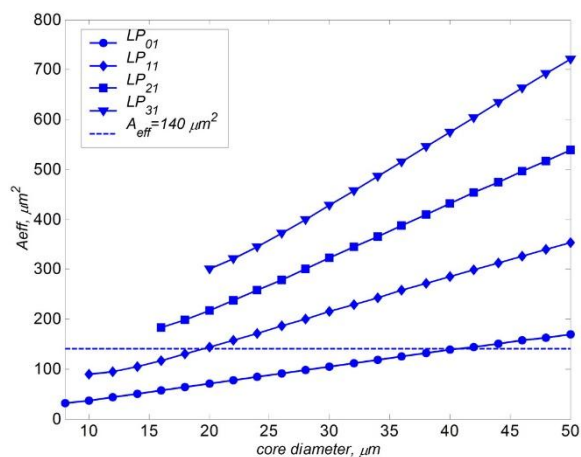


Рис. 2. Кривые зависимости площади эффективного сечения направляемых мод от диаметра сердцевины ОВ

Поэтому далее было предложено перейти к синтезу специализированной формы профиля показателя преломления для данного ОВ 22/125, которая бы позволила обеспечить искомое выравнивание задержек направляемых мод заданного порядка относительно некоторого опорного значения t_{BASE} . Как было отмечено выше, конструкция такого предлагаемого ОВ, которое, в общем случае, удовлетворяет условиям приближения слабонаправляющего оптического волновода, является традиционной и представляет собой кварцевую сердцевину диаметром 22 мкм, легированную Германием ($\text{SiO}_2\text{--GeO}_2$), окруженную одной внешней сплошной оболочкой из чистого кварца SiO_2 диаметром 125 мкм. Для описания искомого профиля используется общий подход метода стратификации. Таким образом, моделируемый слабонаправляющий волоконный световод с произвольным осесимметричным профилем показателя преломления, ограниченным одной внешней сплошной оболочкой, рассматривается как слабонаправляющий волоконный световод с многослойным профилем показателя преломления. При этом данный профиль в области сердцевины ОВ представляется в виде конечного числа N слоев, в пределах которых значение показателя преломления остается постоянным. В результате искомая форма профиля показателя преломления в пределах области сердцевины ОВ выбирается таким образом, чтобы обеспечивалась минимизация некоторой величины F , которая описывается выражением вида:

$$F = \sum_{j=1}^6 (t_{d(j)} - t_{BASE})^2 \quad (2)$$

где $t_{d(j)}$ – искомое значение задержки j -ой направляемой моды азимутального l и радиального m порядка $LP_{lm}^{(j)}$ диаграммы ДМЗ, соответствующей синтезируемому профилю показателя преломления 6-модового ОВ 22/125.

Аргументы целевой функции F представляют собой массив значений локального параметра h_k , полностью описывающий профиль показателя прелом-

ления ОВ в области сердцевины. Для минимизации целевой функции (2) предлагается использовать симплексный метод Нелдера-Мида, эффективность которого была продемонстрирована в известных работах А. Н. Боголюбова и А. Г. Свешникова, посвященных решению задач синтеза волоконных световодов с заданными характеристиками (например, [12] и др.).

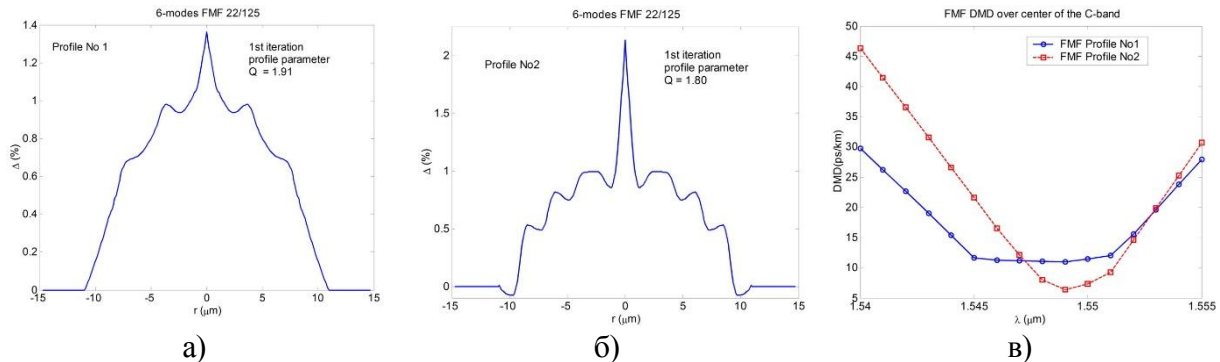


Рис. 3. Результаты синтеза профилей показателя преломления 6-модового ОВ 22/125 ($\lambda = 1550$ нм): а) и б) профили показателя преломления, полученные при разных значениях параметра градиента профиля первой итерации $Q = 1,91$ и $Q = 1,80$; в) спектральная характеристика DMD в центральной области «С»-диапазона

На рисунках 3а, б представлены результаты синтеза профиля показателя преломления 6-модового ОВ 22/125 км при разных значениях параметра профиля первой итерации $Q = 1,91$ и $Q = 1,80$. Полученные формы профилей показателя преломления для ОВ описанной конструкции обеспечивает значение ДМЗ менее 12 пс/км для всего модового состава в центральной области волнового диапазона «С» (рис. 3в). При этом площадь эффективного сечения низшей направляемых моды LP_{11} составляет более 150 мкм^2 , а для остальных направляемых мод высших порядков – до 300 мкм^2 , что позволяет, согласно полученным ранее результатам моделирования линейного тракта ВОЛП [5], нивелировать проявление нежелательных нелинейных эффектов.

Работа подготовлена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-37-6001515 мол_а_дк и гранта Президента РФ в рамках научного проекта МД-9418.2016.8

Список используемых источников

1. Essiambre R.-J., Kramer G., Winzer P. J., Foschini G. J., Goebel B. Capacity limits of optical fiber networks // IEEE Journal of Lightwave Technology. 2010. 28 (4). pp. 662–701.
2. Mecozzi A., Essiambre R.-J. Nonlinear Shannon limit in pseudolinear coherent systems // IEEE Journal of Lightwave Technology. 2012. 30 (12). pp. 2011–2024.
3. Ricardson D. J., Fini J. M., Nelson L. E. Space-division multiplexing in optical fibers // Nature Photonics. 2013. 7 (5). pp. 354–362.
4. Bottacchi S. Multi-Gigabit transmission over multimode optical fibre. Theory and design methods for 10GbE systems. West Sussex: John Wiley & Sons Ltd., 2006. 654 p.
5. Andreev V. A., Burdin V. A., Bourdine A. V., Dashkov M. V., Volkov K. A. Research of potentiality of nonlinear effects mitigation by considerable increasing of optical fiber core diameter // Proceedings of SPIE. 2015. 9533. pp. 953306-1–953306-8.

6. Bourdine A. V. Method for chromatic dispersion estimation of high-order guided modes in graded index single-cladding fibers // Proceedings of SPIE. 2007. 6605. pp. 660509-1–660509-13.
7. Бурдин А. В., Дельмухаметов О. Р. Расчет параметров передачи направляемых мод высших порядков на основе комбинации модифицированного приближения Гаусса и метода конечных элементов // Телекоммуникации. 2010. № 9. С. 33–40.
8. Bourdine A. V. Modeling and simulation of piecewise regular multimode fiber links operating in a few-mode regime // Advances in Optical Technologies. 2013. pp. 469389-1–469389-18.
9. Definition and test methods for the relevant parameters of single-mode fibres. ITU COM 15-273-E. 1996.
10. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов. М.: Физматгиз, 1962. 1100 с.
11. Бурдин А. В., Яблочкин К. А. Исследование дефектов профиля показателя преломления многомодовых оптических волокон кабелей связи // Инфокоммуникационные технологии. 2010. № 2. С. 22–27.
12. Боголюбов А. Н., Буткарев И. А., Свешников А. Г. Синтез волоконных световодов // Радиотехника. 2004. № 12. С. 4–12.

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ УВЕЛИЧЕНИЯ ДЛИНЫ ОДНОПРОЛЕТНОГО УЧАСТКА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

М.С. Былина, С.Ф. Глаголев, В.С. Кузнецов

Целью работы является исследование возможности увеличения длины однопролетного участка волоконно-оптической линии связи с плотным спектральным мультиплексированием без использования в оптических кабелях медных жил для дистанционного электропитания. В работе предложены и промоделированы варианты построения схем однопролетных участков с использованием эрбиевых оптических усилителей с удаленной накачкой. Полученные результаты можно использовать в качестве рекомендаций для разработчиков оптических усилителей и проектировщиков линий связи.

Ключевые слова: волоконно-оптическая линия связи, оптический усилитель, оптическое волокно, однопролетный участок, оптический сигнал, излучение накачки, усиленное спонтанное излучение, спектральное мультиплексирование, оптический усилитель с удаленной накачкой

ANALYSIS OF POSSIBILITIES TO INCREASE THE LENGTH OF THE SINGLE-SPAN SECTION OF THE FIBER-OPTICAL COMMUNICATION LINE

Bylina M, Glagolev S, Kuznetsov V.

The article is devoted to the investigation of the possibilities to increase the length of the single-span section of the fiber-optical communication line with dense wavelength division multiplexing without using remote power supply. The work includes proposed and simulated variants of schemes of the single-span sections with linear optical amplifiers EDFA with remote pump signal. The results can be used as a recommendation for amplifier developers and communication line designers.

Keywords: fiber-optical communication line, optical amplifier, optical fiber, single-span section, optical signal, pump emission, amplified spontaneous emission, wavelength division multiplexing, remote optical pumped amplifier

Благодаря малым потерям и возможности компенсации дисперсии в одномодовых оптических волокнах (ОВ) длины усилительных участков волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) с плотным спектральным мультиплексированием DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplexing*) при высоких скоростях передачи ($C = 10$ Гбит/с и более) имеют большие значения порядка $l_y = 60\text{--}100$ км и более. Поэтому обычно усилительные пункты (УП) можно разместить в обслуживаемых или необслуживаемых узлах связи и обеспечить электропитанием. Однако возможны ситуации, когда требуется обеспечить значительно большее расстояние между узлами с электропитанием. Такие однопролетные участки (ОПУ) большой протяженности могут найти применение в подводных, а также в наземных ВОЛС при прокладке оптического кабеля (ОК) в малонаселенных и труднодоступных для человека районах.

В данной работе рассматривается решение по увеличению длины ОПУ, предлагаемое компанией T8, для ОК без медных жил, в которых излучение накачки линейных оптических усилителей (ЛОУ) поступает от оконечных пунктов (ОП) по выделенным для этого ОВ [1]. Такие ЛОУ называют усилителями с удаленной накачкой ROPA (*Remote Optical Pumped Amplifier*).

Структурные схемы однопролетных участков ВОЛС

Рассмотрим общие соображения, положенные в основу предлагаемых для анализа структурных схем ОПУ ВОЛС, которые могут представлять собой усилительные или регенерационные участки.

В качестве ЛОУ могут использоваться только оптические усилители (ОУ) EDFA (*Erbium Doped Fiber Amplifier*), так как они требуют для работы относительно малых уровней оптической накачки (порядка 10 мВт). Они могут использовать попутную, встречную и двунаправленную накачки, излучение для которой можно передавать от ближайших ОП по одному или нескольким ОВ. Для накачки ЛОУ EDFA используют излучение с длиной волны $\lambda_p = 1480$ нм, на которой затухание в кварцевых ОВ сравнительно мало ($\alpha \approx 0,2$ дБ/км). Излучение с $\lambda_p = 980$ нм нельзя использовать в качестве удаленной накачки из-за большого затухания на этой длине волны.

Рассмотрим структурную схему ОПУ (рис. 1) с двумя ОП и двумя необслуживаемыми усилительными пунктами с ЛОУ EDFA, которые могут располагаться в оптических муфтах.

Рассматривать схемы ОПУ с большим количеством УП нет смысла, так как только для двух УП можно обеспечить относительно малые расстояния от источника излучения (ИИ) накачки до ЛОУ. В ОП располагаются два предварительных оптических усилителя (ПОУ) встречных направлений и ИИ накачки. В качестве ПОУ могут использоваться ОУ EDFA или рамановские ОУ со встречной накачкой. Они должны обладать большим коэффициентом усиления и малыми шумами.

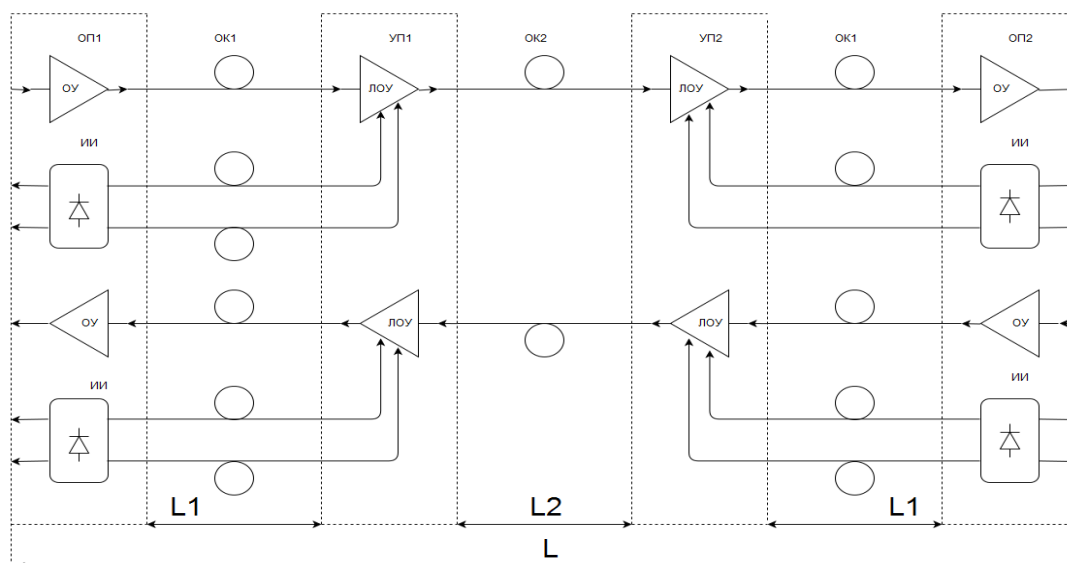


Рис. 1. Схема однопролетного усилительного участка ВОЛС с двумя необслуживаемыми усилительными пунктами

В этой схеме можно выделить два одинаковых подучастка с ОК₁ длиной L_1 , которые прилегают к ОП, и подучасток с ОК₂ длиной L_2 между УП. Общая длина ОПУ равна:

$$L = 2 L_1 + L_2.$$

При использовании в качестве ЛОУ EDFA с двунаправленной накачкой в ОК₁ общее количество ОВ составляет 6, а в ОК₂ только 2 ОВ.

Рассмотрим также структурную схему ОПУ (рис. 2), в которой используется в два раза меньше ЛОУ, ИИ накачки и ОК с меньшим количеством ОВ. В этой схеме также можно выделить аналогичные подучастки с длинами L_1 и L_2 . Общая длина ОПУ составляет:

$$L = L_1 + L_2.$$

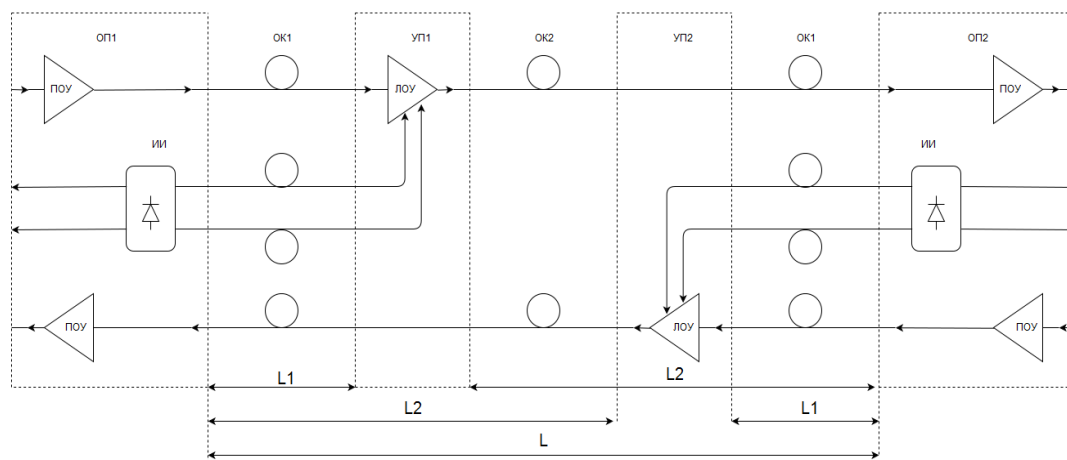


Рис. 2. Схема однопролетного регенерационного участка ВОЛС с двумя усилительными пунктами

При анализе схем на рисунках 1 и 2 можно выделить ряд общих задач, требующих отдельного рассмотрения.

Исследование ЛОУ EDFA

Будем исследовать ЛОУ с двунаправленной накачкой (рис. 3) с $n = 10$ каналами DWDM со скоростями передачи $C = 10$ Гбит/с и частотным интервалом $\Delta\nu = 25$ ГГц ($\Delta\lambda = 0,2$ нм). Каналы нумеруются от $i = 0$ до 9. Длина волны центрального канала $\lambda_{s4} = 1552,52$ нм, $\lambda_p = 1480$ нм.

Целью исследования является определение оптимальных параметров ЛОУ, которые обеспечивают относительно большой уровень выходной мощности сигнала p_{sout} при небольших уровнях накачки p_{pin} , малую неравномерность ΔG коэффициента усиления G . Для исследования использовалась моделирующая программа GainMaster™ [2], которая позволяет определять параметры ЛОУ при изменениях длины l и типа эрбиевого ОВ, уровней мощностей накачки p_p и входного сигнала p_{sin} . Определялись: G , ΔG , p_{sout} , а также уровень мощности усиленного спонтанного излучения (УСИ) p_{ase} и оптическое отношение сигнала к шуму OSNR (*Optical Signal-to-Noise Rate*) для центрального канала в полосе $\Delta\lambda = 0,2$ нм.

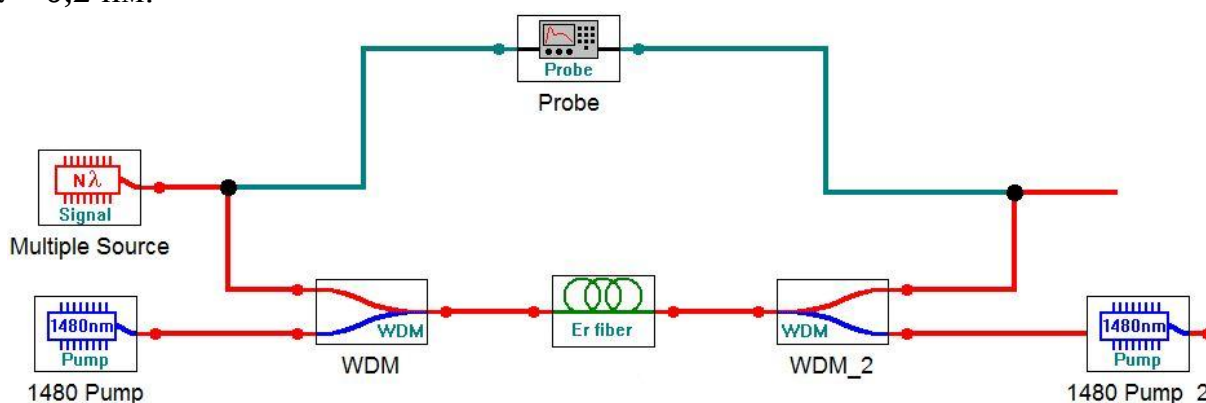


Рис. 3. Схема ОУ EDFA с двунаправленной накачкой

В таблице 1 приведены некоторые результаты моделирования ЛОУ при использовании эрбиевых ОВ IsoGane I-4, I-25 и MetroGain M-5 [2] при одинаковых уровнях попутной и встречной накачек $p_p = 13$ дБм и одинаковых $p_{sin} = -20$ дБм в каждом канале.

В таблице 1 и далее используются следующие обозначения:

- p_{sout} и $p_{sout\Sigma}$ – уровни выходной мощности в центральном канале и во всех каналах;
- S_{ase} и p_{ase} – спектральная плотность и уровень мощности УСИ на выходе ОУ в полосе одного канала $\Delta\lambda = 0,2$ нм.

Величины P_{ase} и OSNR в таблице 1 определялись по выражениям:

$$p_{ase} = 10 \cdot \lg \left(10^{S_{ase}/10} \cdot \Delta\lambda \right),$$

$$OSNR = p_{sout} - p_{ase}.$$

ТАБЛИЦА 1. Выбор эрбиевого ОВ

Тип ОВ	l , м	p_{sout} , дБм	$p_{sout\Sigma}$, дБм	S_{ase} , дБм/нм	p_{ase} , дБм	G , дБ	OSNR, дБ	ΔG , дБ
I-4	10	-0,8	9,2	-24,4	-31,4	19,2	30,6	0,11
	15	3,8	13,1	-21,1	-28,1	23,0	31,9	0,30
	20	4,1	14,1	-19,8	-26,8	24,1	30,9	0,55
I-25	3	4,1	14,2	-20,0	-27,0	24,2	31,1	0,64
	2	1,9	11,9	-22,0	-29,0	21,9	30,9	0,31
	1	-6,7	3,3	-31,9	-38,9	13,3	32,2	0,11
M-5	15	2,2	12,2	-21,3	-28,3	22,2	30,5	0,20
	20	3,7	13,7	-20,0	-27,0	23,7	30,7	0,43
	25	4,1	14,1	-19,8	26,8	24,1	30,9	0,69

По совокупности параметров для каждого ОВ выделены цветом лучшие варианты, отличающиеся эффективностью использования накачки и малой неравномерностью коэффициента усиления.

Результаты, приведенные в таблице 1, показывают, что параметры ЛОУ с оптимально выбранной длиной эрбиевого ОВ мало зависят от его типа. Поэтому в дальнейших расчетах используется ОВ I-4. Для ЛОУ₁ при $p_p = 13$ дБм характерны следующие параметры: $G = 23$ дБ, $\Delta G = 0,3$ дБ, $p_{sout} = 3,8$ дБм, OSNR = 31,9 дБ. Шум-фактор ОУ $F_n = 4,7$ дБ.

Для ЛОУ₂ в качестве p_{sin} принимается ослабленный на расстоянии между УП сигнал p_{sout} (табл. 1). В таблице 2 приведены некоторые результаты моделирования ЛОУ₂ при $p_p = 13$ дБм и изменении p_{sin} .

ТАБЛИЦА 2. Выбор оптимального значения p_{sin} для ЛОУ₂

p_{sin} , дБм	p_{sout} , дБм	ΔG , дБ	$p_{sout\Sigma}$, дБм	S_{ase} , дБм/нм	p_{ase} , дБм	OSNR, дБ	G , дБ	F_n , дБ
-38	-7,6	0,1	2,4	-12,8	-19,8	12,2	30,4	4,7
-40	-9,5	0,13	0,5	-12,8	-19,8	10,3	30,5	4,7
-42	-11,5	0,13	-1,4	-12,8	-19,8	8,3	30,6	4,7

Исследование ПОУ EDFA для конечных пунктов

Основными требованиями к ПОУ, который может быть выполнен по схеме на рисунке 3, являются: максимальный коэффициент усиления, небольшая неоднородность коэффициентов передачи разных каналов и малый коэффициент шума. Ограничений на уровень накачки ПОУ нет, поэтому примем его равным $p_p = 20$ дБм. Для ПОУ можно использовать излучение накачки на $\lambda_p = 980$ нм. В таблице 3 приведены некоторые результаты моделирования ПОУ с накачкой на $\lambda_p = 980$ нм с эрбиевым ОВ I-4 длиной $l = 15$ м для различных сигналов.

ТАБЛИЦА 3. Выбор оптимального значения p_{sin} для ПОУ

p_{sin} , дБм	p_{sout} , дБм	$p_{sout\Sigma}$, дБм	S_{ase} , дБм/нм	p_{ase} , дБм	G , дБ	ΔG , дБ	OSNR, дБ	F_n , дБ
-34	3,4	13,4	-5,5	-12,5	37,4	0,04	15,9	4,7
-38	-0,2	9,7	-5,2	-12,2	37,7	0,04	12,0	4,9
-40	-2,1	7,9	-5,0	-12,0	37,9	0,04	9,9	4,9

Определение длины ОПУ

Длина подучастка, прилегающего к ОП, определяется затуханием излучения накачки на $\lambda_p = 1480$ нм и может быть выбрана равной $L_1 = 100$ км. Для обеспечения уровня излучения накачки ЛОУ $p_p = 13$ дБм уровни мощности источников излучения накачки должны быть равны $p_p = 33$ дБм.

Входной сигнал для ЛОУ₁ для обеспечения $p_{sout} = 3$ дБм должен быть не менее -20 дБм, а на выходе ОП не менее 0 дБм.

Входной сигнал для ЛОУ₂ для обеспечения уровня $p_{sout} = 0$ дБм на выходе УП для дальнейшей передачи до ОП на расстояние 100 км не должен превышать уровня $p_{sin} = -27$ дБм. Тогда расстояние L_2 между УП составит:

$$L_2 = \frac{p_{sout} - p_{sin}}{\alpha} = \frac{3,8 - (-40)}{0,2} \approx 220 \text{ км.}$$

p_{sin} для ПОУ при коэффициенте усиления $G = 37$ дБ должен быть не менее -37 дБм, а для ЛОУ₂ $p_{sout2} = -17$ дБм и входной $p_{sin2} = -37$ дБм. Тогда:

$$L_2 = \frac{p_{sout1} - p_{sin2}}{\alpha} = \frac{3,8 - (-38)}{0,2} \approx 210 \text{ км.}$$

Общая длина ОПУ для схемы на рисунке 1 составит:

$$L = 2 \cdot L_1 + L_2 = 2 \cdot 100 + 220 = 420 \text{ км,}$$

а для схемы на рисунке 2:

$$L = L_1 + L_2 = 100 + 210 = 310 \text{ км.}$$

Заключение

Во многих случаях полученное значение длины ОПУ достаточно. Дальнейшее увеличение длины ОПУ возможно за счет использования большего числа ОВ для передачи излучения накачки к ЛОУ и увеличения суммарной мощности накачки. Эти вопросы и некоторые другие не вошли в статью ограниченного объема. Работы по проблеме увеличения длины ОПУ будут продолжены.

Список используемых источников

1. Листвин В. Н., Трешиков В. Н. DWDM системы: научное издание. М.: Наука, 2013. – 300 с. ISBN 978-5-94836-407-0.
2. GainMaster. Amplifier Design Software Manual. Revision 1.1. Fibercore Limited. 2004.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ КЛАССИФИКАЦИИ ТРАФИКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

В.Ю. Гойхман, А.И. Лапий

Статья посвящена разработке архитектуры нейронной сети для классификации распределений различного вида. Так же произведен анализ влияния параметров сети на качество распознавания нейронной сетью сигналов, подаваемых на ее вход. На основе результатов анализа показана возможность построения оптимальной нейронной сети и дальнейшей работы неизвестными распределениями, например, значениями трафика.

Ключевые слова: нейронные сети, классификация трафика, архитектура нейронной сети

THE SOLUTION OF THE PROBLEM OF TRAFFIC CLASSIFICATION USING NEURAL NETWORKS

Goikhman V., Lapiy A.

The article is devoted to development architecture of neural network for traffic classification. Dependence of quality of neural network's recognition of signals given on it entrance from parameters of a neural network is analyzed. On the basis of results of the analysis the possibility of creation of an optimum neural network is shown, and further it is possible to work with various entrance values, for example values of traffic.

Keywords: neural networks, traffic classification, architecture of neural network.

Искусственные нейронные сети – набор математических и алгоритмических методов для решения широкого круга задач. Нейронные сети вошли в практику везде, где нужно решать задачи прогнозирования, классификации или автоматизации. В последнее время они успешно применяются для классификации образов [1, 2], распознавания речи [3], сжатия данных [4] и т. д.

Идея искусственных нейронных сетей зародилась в попытках создания искусственного интеллекта. Вследствие чего функциональные возможности основных элементов данных сетей – искусственных нейронов – аналогичны некоторым функциям биологического нейрона.

Математическая модель искусственного нейрона представлена на рисунке 1.

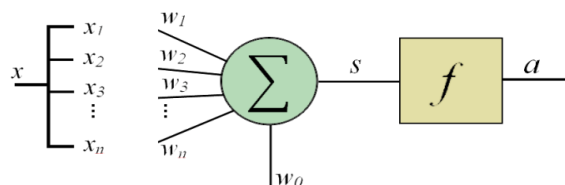


Рис. 1. Искусственный нейрон с векторным входом и функцией активации

На вход искусственного нейрона поступает некоторое множество сигналов, приходящих с выходов других нейронов. Каждый входной сигнал x_i перемножается с соответствующим весовым коэффициентом соединения w_i , и

взвешенные значения передаются на сумматор. Нейрон (рис. 1) дополнен скалярным смещением w_0 , которое суммируется с взвешенной суммой входов. Этот сигнал позволяет сдвинуть начало отсчета функции активации, которая в дальнейшем приводит к увеличению скорости обучения. Действие смещения можно привести к схеме взвешивания, предположив, что один из входных сигналов равен 1. Данное описание можно представить формулой:

$$s = (x, w) = w_0 + \sum_{i=1}^n x_i w_i,$$

где w_i – вес i -го входа нейрона, x_i – вход i -го нейрона, n – количество входных сигналов [5].

Нейронная сеть может включать в себя один или более слоев, и соответственно характеризоваться как однослойная или многослойная (рис. 2). Слой – это совокупность нейронов, на которые в каждый такт времени параллельно поступает информация от других нейронов сети. Количество входных сигналов, поступающих на слой, может не совпадать с количеством нейронов [6].

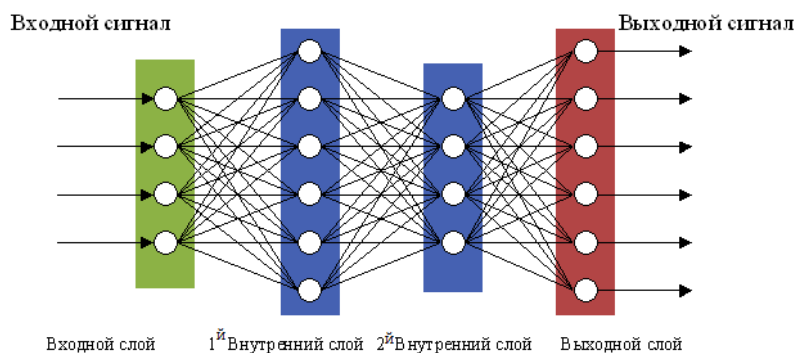


Рис. 2. Структурная схема многослойной сети

Существует множество программных средств для работы с нейронными сетями: Matlab, Python, RStudio, C++ и др.

В качестве инструмента для работы с нейронными сетями была выбрана программа Matlab, так как данная программа имеет удобный графический интерфейс и необходимые встроенные функции. С помощью встроенных функций данной программы можно создавать, обучать, использовать сеть, а так же варьировать ее параметры.

Задача: 1) Подобрать архитектуру нейронной сети для распознавания сигнала по данным на входе и отнесения его к одному из известных распределений (y_1 – распределение Пуассона, $y_2 = x^2$, $y_3 = x$, $y_4 = \sin(x)$, $y_5 = \cos(x)$, y_6 – вектор нулей). 2) С помощью построенной нейронной сети произвести классификацию трафика.

Одной из основных проблем, при создании нейронной сети является выбор ее архитектуры, а именно подбор параметров, таких как количество слоев, количество нейронов в слое, количество обучающих выборок. Для решения поставленной задачи будем постепенно увеличивать значения данных параметров и опытным путем подбирать подходящую структуру сети.

Создана сеть, на вход которой подается вектор значений распределения, состоящий из 100 отсчетов. В качестве целевого вектора обучения выбрана матрица 6х6 с единицами в главной диагонали. Каждый вектор столбец данной матрицы «кодирует» одно из известных распределений. На выходе сеть возвращает вектор-столбец, каждая строка которого показывает с какой вероятностью поданное на вход распределение соответствует каждому из известных (рис. 3).

	$y_1 = \text{poisscdf}(x, Mx)$
$P(y_1)$	0.9327
$P(y_2)$	0.0471
$P(y_3)$	0.0089
$P(y_4)$	0.0016
$P(y_5)$	0.0022
$P(y_6)$	0.0074

Рис. 3. Пример выходного вектора при подаче на вход распределения Пуассона

В качестве критерия успешности распознавания принято, что если значение в одной строке превышает 0,8, то считается, что сеть отнесла входные значения к данному распределению.

Необходимо подобрать архитектуру сети (количество слоев, количество нейронов в слое и количество выборок обучения) так, чтобы сеть правильно распознавала распределение, подаваемое на вход.

В ходе исследования происходил выбор подходящего количества промежуточных слоев, нейронов в промежуточном слое при обучении нейронной сети на идеальных (рис. 4–5) и зашумленных последовательностях (рис. 5–6).

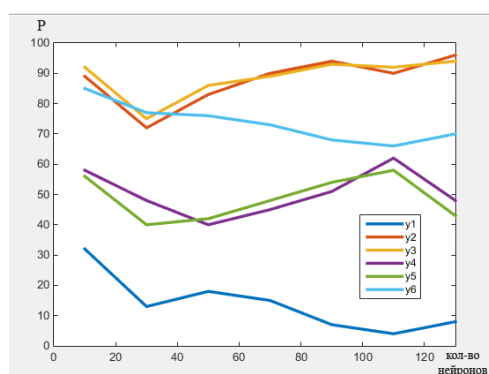


Рис. 4. Вероятность ошибки (%) распознавания распределения, при изменении количества нейронов в одном промежуточном слое при обучении на идеальных последовательностях

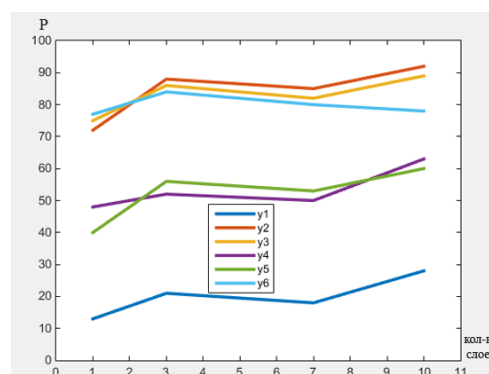


Рис. 5. Вероятность ошибки (%) распознавания распределения, при изменении при обучении на идеальных последовательностях

Также рассматривалось влияние количества обучающих векторов с шумом на качество распознавания нейронной сетью зашумленных распределений, подающихся на вход нейронной сети (рис. 7–8).

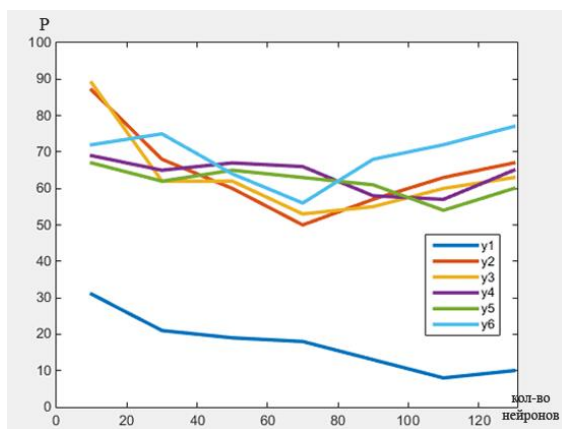


Рис. 6. Вероятность ошибки (%) распознавания распределения, при изменении количества нейронов в промежуточном слое при обучении на зашумленных последовательностях

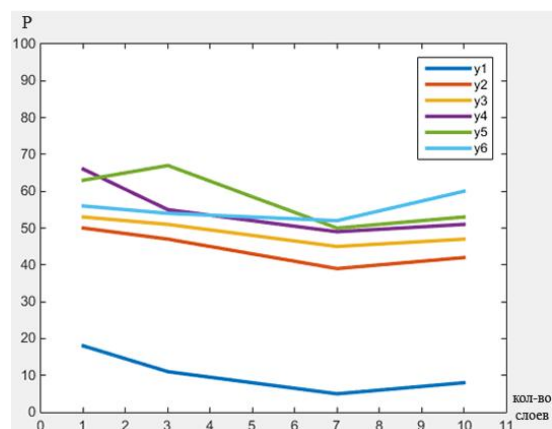


Рис. 7. Вероятность ошибки (%) распознавания распределения, при изменении количества промежуточных слоев при обучении на зашумленных последовательностях

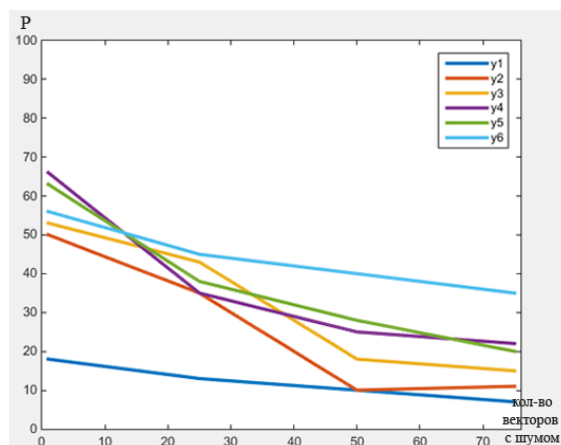


Рис. 8. Вероятность ошибки (%) распознавания распределения, при увеличении числа видов зашумленных последовательностей

Опытным путем было установлено, что увеличивать число промежуточных слоев и количество нейронов в каждом из них можно до определенного порога. Дальнейшее увеличение данных параметров приводит к явлению «переобучения» нейронной сети – сеть перестает быть гибкой и принимает неверные решения в ходе сравнения и подстройки весов.

Увеличение числа последовательностей для обучения позволяет уменьшить ошибку распознавания нейронной сетью распределений, подаваемых на ее вход. При достижении определенного количества зашумленных последовательностей для обучения нейронная сеть должна обнаружить и запомнить зависимости между входными сигналами и требуемыми ответами. Однако стоит

учитывать, что при увеличении выборки обучения, значительно возрастает время обучения. Так же можно столкнуться с проблемой переобучения нейронной сети, которое возникает в случае слишком долгого обучения, недостаточного числа обучающих примеров или переусложненной структуры нейронной сети. При данном явлении сеть теряет способность к обобщению и перестает быть гибкой.

Впоследствии имеет смысл провести подобное исследование для вероятностных распределений, которые лучше описывают поведение реальных сигналов, например, распределения Вейбулла, распределения Парето и др.

В дальнейшем на созданную и обученную нейронную сеть можно подавать не только зашумленные последовательности уже известных распределений, а так же неизвестные последовательности, например значения трафика, и относить их с некой вероятностью к распределениям, которые имеются в «памяти» нейронной сети.

Список используемых источников

1. Медведев В. С., Потемкин В. Г. Нейронные сети. Matlab 6. М.: Диалог-МИФИ, 2002. 496 с. ISBN 5-86404-163-7.
2. Christopher M. Bishop. Neural Networks for Pattern Recognition, Clarendon press Oxford, 1995. 482 p.
3. Комашинский В. И., Смирнов Д. А. Нейронные сети и их применение в системах управления и связи. М.: Горячая линия-Телеком, 2003. 94 с. ISBN 5-93517-094-9.
4. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации / пер. с польского И. Д. Рудинского. М.: Финансы и статистика, 2002. 344 с.: ил. ISBN 5-279-02567-4.
5. Учебник «СтатСофт» [Электронный ресурс] / URL: <http://www.statsoft.ru/home/textbook/modules/stneunet.html>
6. Круглов В. В., Борисов В. В. Искусственные нейронные сети: теория и практика. М.: Горячая линия-Телеком, 2002. 382 с. ISBN 5-93517-031-0.

СРАВНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ СТЕГОСИСТЕМ С ИНФОРМИРОВАННЫМ КОДЕРОМ

К.С. Горышин, К.А. Небаева

В данной статье рассматриваются два метода построения стегосистем с информированным кодером: использующие улучшенные сигналы с расширенным спектром и квантованную проективную модуляцию/демодуляцию, приводится их сравнительный анализ скоростей вложения, вероятностей ошибочного извлечения бита сообщения, и вероятностей ложного обнаружения и пропуска СГС.

Ключевые слова: улучшенные сигналы с расширенным спектром, квантованная проективная модуляция, стеганография

COMPARATIVE EFFICIENCY ANALYSIS OF INFORMED ENCODER STEGOSYSTEMS BUILDING METHODS

Goryshin K., Nebaeva K.

This article considers two informed encoder stegosystems building methods. The first one uses improved spread spectrum signals, the second one uses quantized projective modulation/demodulation. The article represents comparative analysis of their embedding speeds, wrong information bit extraction probabilities, false alarm and stegosystem miss probabilities.

Keywords: improved spread spectrum signals, quantized projective modulation, steganography

В открытых публикациях [1, 2] описаны исследования стегосистем (СГС), предназначенных для использования в каналах с шумом, однако недостаток таких СГС заключается в том, что для извлечения информации необходимо использовать информированный декодер, т. е. получателю необходимо знать покрывающее сообщение (ПС) (файл, в который производилось вложение). Для того чтобы преодолеть данный недостаток в работе [3] предлагается использовать так называемый «слепой декодер», т. е. декодер, которому не требуется знание ПС. В таком случае необходимо производить вложение с использованием информированного кодера. Существуют два основных метода построения СГС с информированным кодером: так называемые *улучшенные сигналы с расширенным спектром* (*improved spread spectrum signals* (ISSS)) и *квантованная проективная модуляция* (*quantized projective modulation/demodulation* (QPD)).

Основная идея ISS [4] – уменьшить влияние ПС как помехи на результат «слепого» декодирования.

Погружение информации в методе ISS выполняется следующим образом:

$$C_w(n) = C(n) + (\beta(-1)^b - \lambda x)\pi'(n), \quad n = 1, 2, \dots, N_0, \quad (1)$$

где $C(n)$ – ПС, $C_w(n)$ – стегосигнал (СГ), $b \in \{0, 1\}$ – значение вкладываемого бита; β, λ – некоторые постоянные коэффициенты; $x = \frac{1}{N\alpha^2} \sum_{n=1}^{N_0} C(n)\pi'(n)$; $\pi'(n) = \alpha\pi(n)$, $\pi(n)$ – псевдослучайная последовательность (ПСП), $\alpha \in \mathbb{R}$ – коэффициент глубины вложения, N_0 – длина блока ПС (количество отсчетов), в который вкладывается один бит сообщения. Для вложения последующих бит информации используются другие ПСП, которые не имеют простой вычислительной связи друг с другом.

Из выражения (1) видно, что погружение не является чисто аддитивным, а зависит от ПС на интервале N_0 отсчетов.

Извлечение информации производится слепым декодером по правилу:

$$\tilde{b} = \text{rect} \left\{ \sum_{n=1}^{N_0} C'_w(n)\pi'(n) \right\},$$

где $\text{rect}\{x\} = \begin{cases} 0 & \text{при } x \geq 0 \\ 1 & \text{при } x < 0 \end{cases}$, $\tilde{b}$ – извлекаемый бит, $C'_w(n)$, $n = 1, 2, \dots, N_0$ – отсчеты СГ после возможной атаки аддитивным шумом, т.е.:

$$C'_w = C(n) + \varepsilon(n),$$

где $E\{\varepsilon(n)\} = 0, \text{Var}\{\varepsilon(n)\} = \sigma_\varepsilon^2$.

Вероятность ошибки при извлечении вложенной информации:

$$P = Q\left(\sqrt{\frac{N_0 - \eta_w}{\eta - 1}}\right),$$

где $\eta = \frac{\eta_w}{\eta_a}$, η_w – отношение сигнал/шум после вложения, η_a – отношение сигнал/шум после вложения и атаки. $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt$.

Цель использования QPD – обеспечить защиту от преднамеренного удаления вложения методом рандомизированного квантования.

Погружение [3]:

$$C_w(n) = C(n) + \frac{Q_b(r) - r}{N_0} \pi(n), n = 1, 2, \dots, N_0,$$

где $r = \sum_{n=1}^{N_0} C(n)\pi(n)$, $\pi(n) \in \pm 1$, $Q_b(\cdot)$ – равномерный квантователь с интервалом Δ , когда при $b=0$ и $b=1$ берутся чередующиеся точки. Упрощенная схема квантователя приведена на рисунке 1. На вход квантователя поступают значения b и r , при этом, если $b = 1$, на выходе квантователя будет ближайшее к r значение черной точки, если $b = 0$ – ближайшее к r значение белой точки.

Схема вложения информации методом QPD показана на рисунке 2 [5].

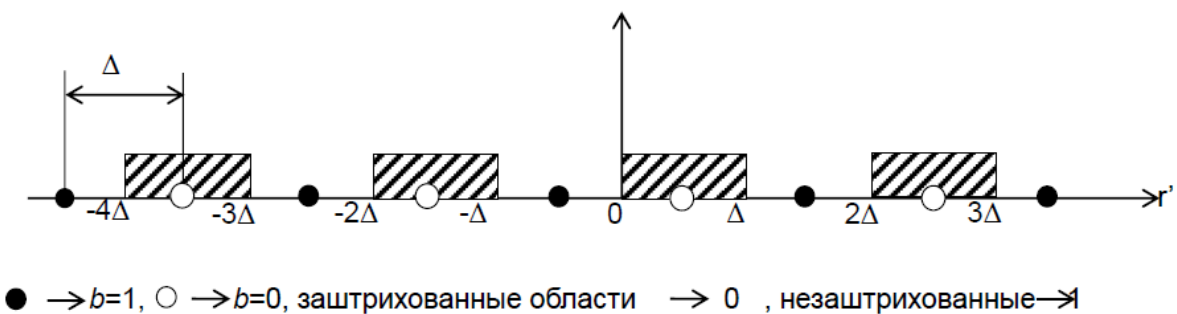


Рис. 1. Равномерный квантователь с шагом Δ

Извлечение информации выполняется слепым декодером по правилу:

$$\tilde{b} = \underset{b \in \{0,1\}}{\operatorname{argmin}} \|r' - Q_b(r)\|^2,$$

где $r' = \sum_{n=1}^{N_0} C'_w(n)\pi(n)$, $C'_w = C(n) + \varepsilon(n)$, $\varepsilon(n)$ – шум аддитивной атаки.

Вероятность ошибки при извлечении:

$$P = 2Q\left(\sqrt{\frac{0,75N_0}{\eta - 1}}\right).$$

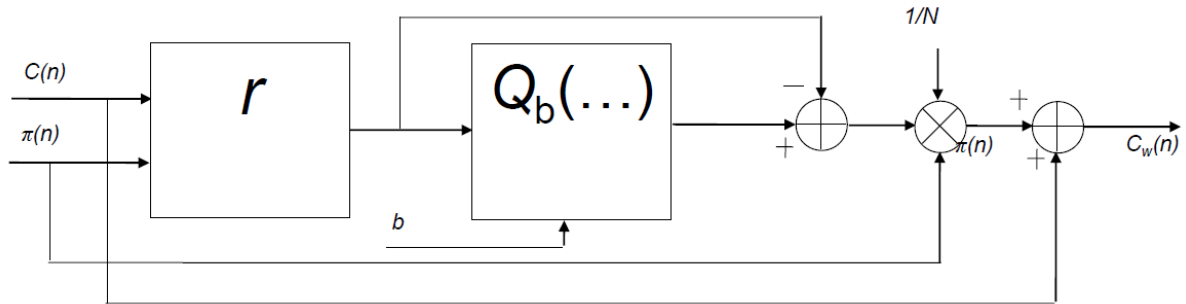


Рис. 2. Схема погружения для QPD

На рисунке 3 представлен график зависимости вероятности ошибки извлечения от отношения сигнал/шум после вложения (*Document to Watermark Ratio* – DWR), из которого видно, что ISS незначительно опережает QPD по данному показателю только при значении N_0 , в несколько раз превышающем DWR. На рисунках 4 и 5 изображены графики зависимостей вероятности ошибки от отношения сигнал/шум после атаки (*Watermark to Noise Ratio* – WNR) и от значения величины N_0 .

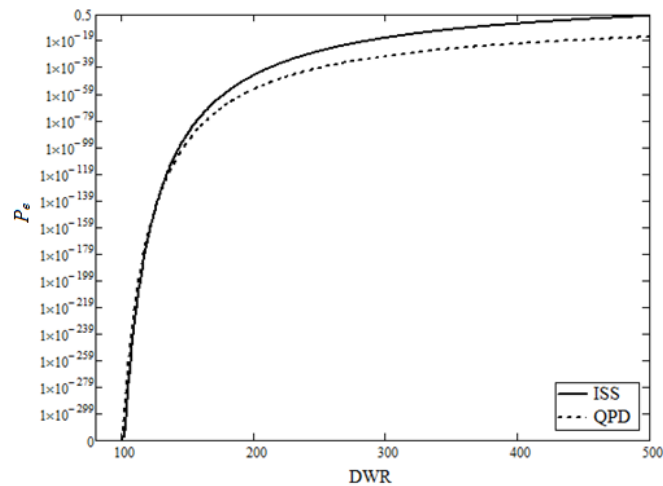


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум после вложения, $N_0 = 500$, отношение сигнал/шум после атаки 80

Из рисунков 4–5 следует, что QPD превосходит ISS на несколько порядков при значениях N_0 , не сильно превышающих DWR, однако при $N_0 = 4\text{DWR}$ и более, ISS превосходит QPD по качеству извлечения. Тем не менее, стоит отметить, что увеличение N_0 приводит к снижению скорости вложения, поэтому при оптимальных значениях данного параметра QPD оказывается лучше.

Обнаружение стегосистемы. Пусть z – сигнал на входе детектора, событию H_0 соответствует случай, когда вложения в сигнале нет, событию H_1 – вложение есть. Детектор принимает решение M , при этом $M = 1$, если вложение найдено,

$M = 0$, если нет. Критериями эффективности обнаружения СГС являются вероятность пропуска СГС $P_m = P(M = 0|H_1)$ и вероятность ложного обнаружения СГС $P_{fa} = P(M = 1|H_0)$. Возможные соотношения между ними выражаются с помощью ROC-кривых [6]. Качество ROC-кривой может быть оценено при помощи ρ – надежности обнаружения, $\rho = 2A - 1$, где A – площадь под ROC-кривой.

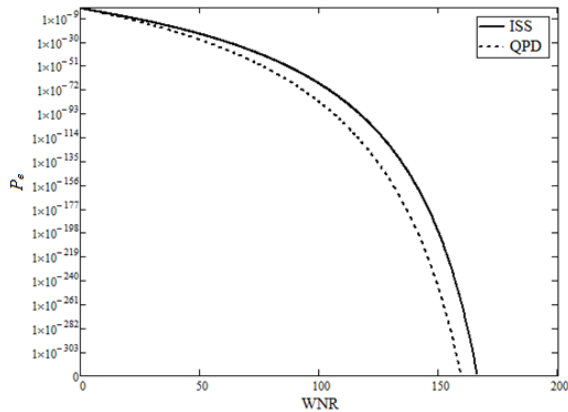


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум после атаки. $N_0 = 500$, отношение сигнал/шум после вложения 200

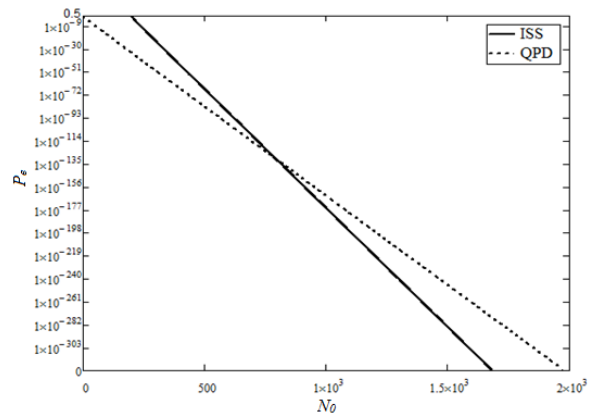


Рис. 5. Зависимость вероятности ошибки от N_0 (1..2000), отношение сигнал/шум после вложения 200, отношение сигнал/шум после атаки 100

Из графика на рисунке 6 видно, что площадь под ROC-кривыми для QPD при разных значениях N_0 меньше, чем для ISS. Это говорит о том, что при прочих равных условиях QPD обнаруживается хуже.

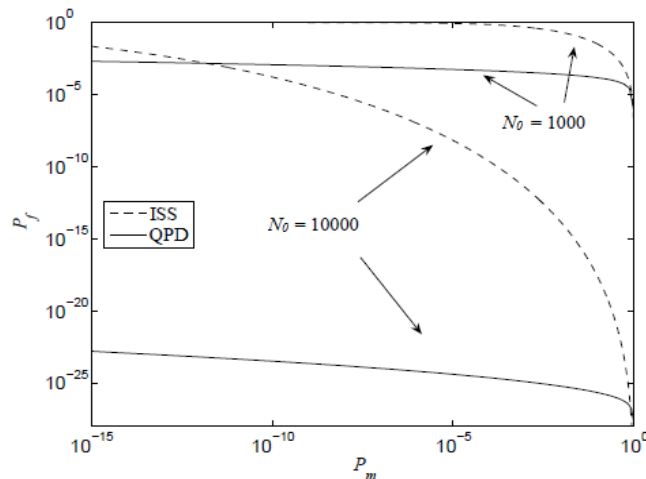


Рис. 6. ROC-кривые для ISS и QPD. Отношение сигнал/шум после вложения 200, отношение сигнал/шум после атаки 100

Таким образом, можно сделать вывод, что использование QPD является оптимальным, так как на практике для обеспечения приемлемой скорости вложения применяются не очень большие значения N_0 , при которых QPD опережает ISS по всем параметрам.

Список используемых источников

1. Korzhik V., Morales Luna G., Loban K. Stegosystem Based on Noisy Channels // International Journal of Computer Science and Applications. 2011. Vol. 8 №. 1. P. 1–13.
2. Коржик В. И., Небаева К. А., Алексеевс М. Использование модели канала с шумом для построения стегосистемы // Телекоммуникации. 2013. S 7. С. 33–36.
3. Коржик В. И., Небаева К. А., Алексеевс М., Стегосистема для каналов с шумом при использовании «слепого» декодера // Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании». 20–24 февраля 2012: материалы конф., СПб., 2012. С. 238–240.
4. Небаева К. А. Стегосистемы на основе каналов с шумом при использовании слепого декодера // В мире научных открытий. 2013. № 10.1 (46). С. 118–132.
5. Небаева К. А. Разработка необнаруживаемых стегосистем для каналов с шумом : дис. ... канд. техн. наук: 05.12.13 / Небаева Ксения Андреевна. СПб., 2014. 176 с.
6. Герлинг Е. Ю. Исследование и разработка методов обнаружения стеговложений в неподвижных изображениях : дис. ... канд. техн. наук: 05.12.13 / Герлинг Екатерина Юрьевна. СПб., 2014. 211 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА 3-БИТНОГО КВАНТОВАНИЯ ДЛЯ АЛГОРИТМА СЕЛЕКТИВНОЙ АУТЕНТИФИКАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ, УСТОЙЧИВОГО К JPEG СЖАТИЮ

А.Г. Жувикин, В.И. Коржик

Преимуществом использования цифровых водяных знаков является то, что они не требуют использования дополнительного объёма памяти для хранения метаданных. Однако, применение JPEG сжатия, как наиболее распространённого метода уменьшения размера изображений, приводит к нарушению целостности при использовании точной аутентификации. В данной работе предложен улучшенный метод селективной аутентификации изображений, устойчивый к JPEG сжатию, основанный на применении центральных конечных разностей и алгоритма 3-битного квантования вектора свойств. Экспериментальные результаты показали высокую устойчивость к JPEG сжатию с параметром качества $Q \geq 8$, высокую вероятность обнаружения искажений небольших искажений изображений, показатели $PSNR \geq 40$ дБ после погружения цифровых водяных знаков и низкую вычислительную сложность алгоритма по сравнению с предыдущим методом.

Ключевые слова: цифровые изображения; селективная аутентификация; JPEG; 3-битное квантование; вейвлет-преобразование Хаара; центральные конечные разности

THE USAGE OF 3-BIT QUANTIZATION METHOD FOR SELECTIVE IMAGE AUTHENTICATION ALGORITHM ROBUST TO JPEG COMPRESSION

Zhuvikin A., Korzhik V.

The advantage of watermarking usage is it does not require to store of metadata in extra memory space. However, JPEG algorithm, being a common method for image compression, leads to break-in of strict image authentication. An improved algorithm of selective image authentication tolerant to JPEG compression is presented. Proposed method is based on central finite differences

and 3-bit quantization of the feature vector. The experimental results show that algorithm has strong resistance to JPEG compression with quality factor $Q \geq 8$, the high probability of malicious tampering detection and low order of calculation complexity comparing with the previous presented. A visual quality (PSNR) of the watermarked image is higher than 40 dB.

Keywords: digital images, selective authentication, JPEG, 3-bit quantization, discrete wavelet transform.

Введение

В будущем сохранение целостности изображений будет оставаться актуальной задачей. Методы аутентификации изображений с использованием цифровых водяных знаков (ЦВЗ) не требуют использования дополнительного объёма памяти, а погружают аутентификатор непосредственно в само изображение. Они имеют широкие возможности для практического применения в таких сферах как: медицина, охрана правопорядка, военные и коммерческие сферы. В литературе представлены различные алгоритмы точных и селективных методов аутентификации изображений. Ограниченность применения точной аутентификации [1] заключается в том, что после изменения даже одного бита изображение будет считаться поддельным. Для того чтобы изображение можно было подвергать естественным преобразованиям, таким как JPEG-сжатие, но при этом обнаруживались искажения содержания изображений, были разработаны алгоритмы селективной аутентификации [2, 3, 4, 5]. В данной работе представлен улучшенная версия алгоритма [6]. Для формирования аутентификатора используются центральные конечные разности (ЦКР) [7] и 3-битное квантование [8], а для погружения применен метод с использованием 3-уровневого дискретного вейвлет-преобразования (ДВП) [9].

В первом разделе описаны ЦКР и алгоритм 3-битного квантования. Во втором разделе приведены результаты экспериментов и оптимизации параметров предложенного метода селективной аутентификации.

1. Свойства ЦКР и применение 3-битного квантования вектора свойств

ЦКР первого порядка любой функции $I : \{0, 1, \dots, n_x\} \times \{0, 1, \dots, n_y\} \rightarrow \mathbf{Z}^+$ определены как [7]:

$$\begin{aligned}\delta_x(x, y) &= \frac{1}{2} (I(x+1, y) - I(x-1, y)), \\ \delta_y(x, y) &= \frac{1}{2} (I(x, y+1) - I(x, y-1)).\end{aligned}$$

Для уменьшения влияния шума в ЦКР после JPEG-сжатия предлагается использовать свёртку яркостей отсчётов изображения с 2-ух мерным фильтром Гаусса, который имеет следующую импульсную характеристику

$$h(i, j) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{\left(i - \frac{n}{2}\right)^2 + \left(j - \frac{n}{2}\right)^2}{2\sigma^2}\right), & \text{если } 1 \leq i \text{ и } j \leq n, \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases}$$

где σ^2 – характеризует параметр фильтрации, а n – размер окна ядра Гаусса. После 2-ух мерной свёртки $h**I$ получаем:

$$\tilde{I}(x, y) = \sum_{i=0}^{n_x-1} \sum_{j=0}^{n_y-1} h(i, j) I(x - i, y - j).$$

Пусть, элементы $\delta(x, y)$ матрицы свойств **D** изображения определены как:

$$\tilde{\delta}(x, y) = \sqrt{\tilde{\delta}_x^2(x, y) + \tilde{\delta}_y^2(x, y)},$$

тогда применяя операцию уменьшающей передискретизации, можем уменьшить размер матрицы **D** до требуемого размера:

$$d(k, m) = \frac{1}{st} \sum \{ \tilde{\delta}(i, j) \mid s(m-1) < i \leq sm \text{ и } t(k-1) < j \leq tk \},$$

где s и t – целочисленные параметры для вертикальной и горизонтальной составляющих соответственно. Для простоты, в дальнейшем будем представлять матрицу **D** как одномерный вектор свойств $d(i)$ длины $(n_x n_y)/st$.

3-битное квантование вектора свойств d выполняется по правилам [8]:

$$(p_{1i}, p_{2i}) = [d_{\Delta}(i) \bmod 4]_2, \quad p_{3i} = \begin{cases} 1, & d(i) \in [a_i, b_i) \\ 0, & d(i) \in [a_i, b_{i+1}) \end{cases}, \quad \acute{d}_{\Delta}(i) = \left\lfloor \frac{d(i)}{\Delta} \right\rfloor,$$

где $a_i = \Delta d_{\Delta}(i)$, $b_i = \Delta(d_{\Delta}(i) + 1/2)$ и $[\cdot]_2$ – аргумент в двоичном представлении, p_{1i} , p_{2i} , p_{3i} – 3 бита i -ого элемента вектора возмущений p .

После этого вектор свойств d может быть хеширован и использован для формирования цифровой подписи (ЦП). Если после JPEG-сжатия элементы вектора свойств изменились не более чем на один уровень квантования [8], то его можно восстановить по следующему алгоритму:

$$\acute{d}(i) = \begin{cases} \acute{d}(i) + \Delta, & \alpha_i = 0 \text{ и } \tilde{p}_{3i} = 0, \\ \acute{d}(i) + \Delta, & \alpha_i = 0 \text{ и } \tilde{p}_{3i} = 1 \text{ и } \acute{p}_{3i} = 1, \\ \acute{d}(i) - \Delta, & \alpha_i = 1 \text{ и } \tilde{p}_{3i} = 1, \\ \acute{d}(i) - \Delta, & \alpha_i = 1 \text{ и } \tilde{p}_{3i} = 0 \text{ и } \acute{p}_{3i} = 0, \\ \acute{d}(i), & \text{иначе,} \end{cases}$$

$$\alpha_i = \begin{cases} 0, & [\acute{p}_{1i} \acute{p}_{2i}]_{10} = ([\tilde{p}_{1i} \tilde{p}_{2i}]_{10} - 1) \bmod 4, \\ 1, & [\acute{p}_{1i} \acute{p}_{2i}]_{10} = ([\tilde{p}_{1i} \tilde{p}_{2i}]_{10} + 1) \bmod 4, \\ 2, & \text{иначе.} \end{cases}$$

где $[\cdot]_{10}$ – аргумент в десятичном представлении, $\tilde{p}_{1i}$, $\tilde{p}_{2i}$, $\tilde{p}_{3i}$ – 3 бита i -ого элемента $\tilde{p}$ вектора возмущений $\tilde{p}$, который был извлечён как ЦВЗ, а $\tilde{p}_{1i}$, $\tilde{p}_{2i}$, $\tilde{p}_{3i}$ – биты вектора возмущений $\acute{p}$ рассчитанного по искажённой версии изображения I , $d(i)$ – i -ый элемент вектора свойств, рассчитанный по искажённому изображению перед восстановлением квантованного вектора свойств.

2. Экспериментальные результаты и оптимизация параметров

В качестве алгоритма погружения и извлечения был использован метод на основе трёхуровневого дискретного вейвлет-преобразования (ДВП) с погружением ЦВЗ в области коэффициентов LH3 и HL3 [6]. Алгоритм погружения имеет высокую устойчивость к JPEG-сжатию с параметрами качества $Q \geq 6$ [6]. На рисунке 1 приведена главная схема предлагаемого алгоритма селективной аутентификации с соответствующими обозначениями.

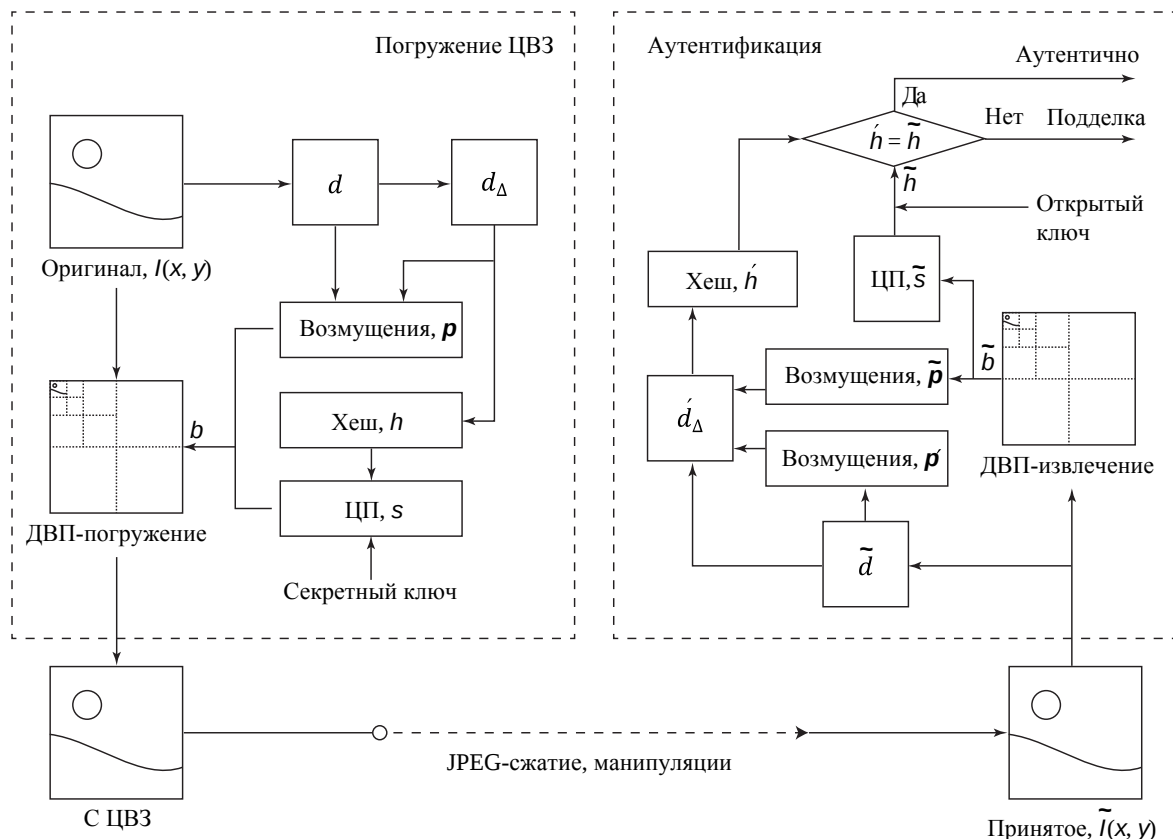


Рис. 1. Главная схема предлагаемого алгоритма селективной аутентификации с соответствующими обозначениями

Во-первых, необходимо исследовать чувствительность предлагаемого алгоритма к JPEG-сжатию. Для эксперимента было взято 50 различных цифровых изображений размерами 512×512 , имеющие различный контент и текстуры. Области ДВП LH3 и HL3 содержат по $2 \times (2^6)^2 = 2^{13} = 8192$ коэффициента, каждый из которых позволяет погрузить один бит [6].

Длина вектора свойств d была выбрана равной $2^{10} = 1024$, соответствующая размерам $2^5 \times 2^5 = 32 \times 32$ матрицы $\mathbf{D}$. Для этого необходимо выбрать параметры $s = t = 2^4 = 16$. Таким образом, вектор возмущений p имеет длину $3 \times 2^{10} = 3072$ бита. В качестве алгоритма хеш-функции был выбран SHA-2 [1], а ЦП-алгоритм основанный на криптосистеме РША [1] с длиной модуля равной 1024. Общий размер погружаемых данных равен $3072 + 1024 = 4096$ бит. После вы-

бора параметров было произведено исследование эффективности системы селективной аутентификации.

На рисунке 2 отображена зависимость показателя TPR (*True Positive Rate*) от параметра JPEG-сжатия Q и интервала квантования Δ элементов вектора свойств d . Как видно, метод является устойчивым к JPEG-сжатию с параметрами качества $Q \geq 8$ при значениях $\Delta \geq 7,5 \times 10^{-3}$.

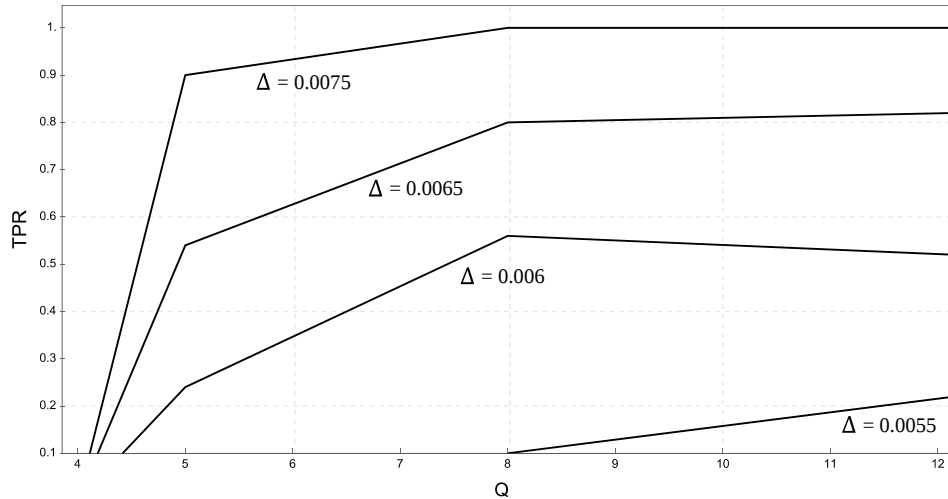


Рис. 2. Зависимость показателя TPR (*True Positive Rate*) от параметра JPEG-сжатия Q и интервала квантования Δ элементов вектора свойств d

Для исследования способности системы обнаруживать преднамеренные искажения был поставлен следующий эксперимент. Были взяты псевдослучайные квадратные области размерами $\alpha_0 \times \alpha_0$, в которых были выбраны случайные значения яркостей пикселей. Для каждого изображения было искажено 50 таких областей. На рисунке 3 приведена зависимость показателя TNR (*True Negative Rate*) от размера области искажений α_0 и интервала квантования Δ элементов вектора свойств d . Из графика видно, что алгоритм обнаруживает искажения размерами $\alpha_0 \geq 10$ при значениях $\Delta \leq 10^{-2}$.

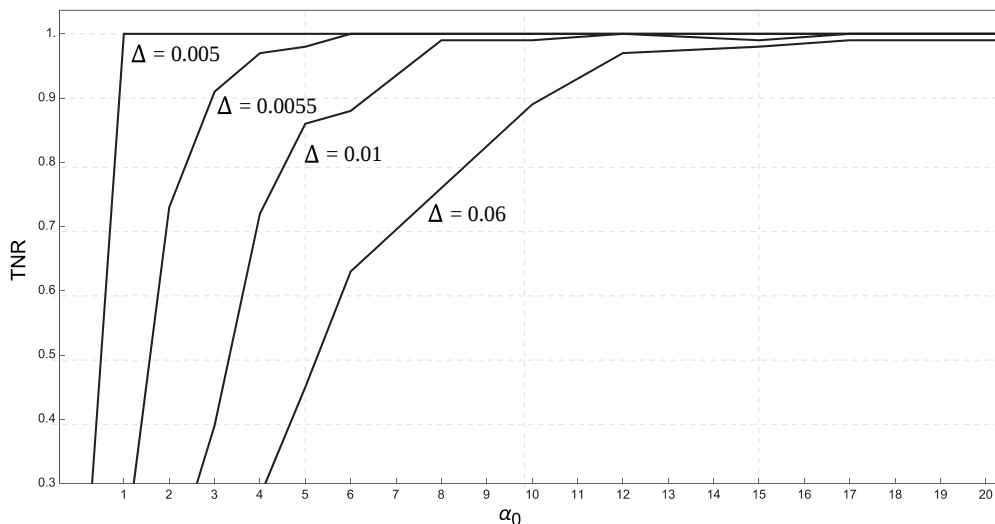


Рис. 3. Зависимость показателя TNR (True Negative Rate) от размера области искажений α_0 и интервала квантования Δ элементов вектора свойств d

Заключение

В данной работе представлен алгоритм селективной аутентификации, использующий ЦКР и 3-битное квантование. Главной идеей в решении задачи описания содержания изображения является применение ЦКР и формирование на их основе вектора свойств изображения, который после применения 3-битного квантования позволяет сформировать компактный аутентификатор. Благодаря применению алгоритма 3-битного квантования и оптимизации его параметров, изначальные уровни квантования вектора свойств полностью восстанавливаются после применения JPEG-сжатия.

В качестве алгоритма погружения был использован метод на основе трёх-уровневого ДВП, использующий области коэффициентов HL3 и LH3. Экспериментальные исследования показали эффективность предлагаемого алгоритма. Метод является устойчивым к JPEG-сжатию с параметрами качества $Q \geq 8$, а изображения после погружения ЦВЗ имеют высокие показатели визуального качества $PSNR \geq 40$ дБ.

Главными преимуществами данного метода являются его способность обнаруживать преднамеренные искажения размерами $\alpha_0 \geq 10$ и относительно низкая вычислительная сложность.

Устойчивость алгоритма погружения и извлечения ЦВЗ к другим преобразованиям, таким как, изменение яркости, контрастности и размера является открытой проблемой.

Список используемых источников

1. Menezes A. A. J., Van Oorschot P., and Vanstone, S. Handbook of Applied Cryptography // Discrete Mathematics and Its Applications Series. Crc Press. 1997.
2. Lee M. H., Korzhik V. I., Morales-Luna G., Lusse S., and Kurbatov E. Image authentication based on modular embedding. IEICE Transactions 89-D. 2006. N 4. PP. 1498–1506.
3. Goljan M., Fridrich J. J., and Du R. Distortion-free data embedding for images / In Proceedings of the 4th International Workshop on Information Hiding. IHW '01. Springer-Verlag, London, UK. 2001. PP. 27–41.
4. Fridrich J., Goljan M., and Du R. Invertible authentication watermark for JPEG images / In ITCC (2004-01-26). IEEE Computer Society. PP. 223–227.
5. Ni Z., Shi Y., Ansari N., and Su W. Reversible data hiding / IEEE Trans. Circuits Syst. Video Techn. 2006. 16, 3. PP. 354–362.
6. Korzhik V., Zhuvikin A., and Morales-Luna G. Selective image authentication tolerant to JPEG compression / In 6th IISA 2015. IEEE, 06–08.
7. Eberly D. Derivative approximation by finite differences. Tech. rep. 2008.
8. Zivic N. Robust Image Authentication in the Presence of Noise. Springer International Publishing, 2015. 187 p.
9. Porwik P. and Lisowska A. The Haar wavelet transform in digital image processing: its status and achievements // Int. Journal Machine Graphics & Vision. 2004. V. 13. N 1. PP. 79–98.

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ РЕЧИ НА ГЛОБАЛЬНОЙ СЕТИ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С РАЗМЕЩЕНИЕМ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ СВЯЗИ НА НИЗКИХ И СРЕДНИХ ОРБИТАХ ПО ОБЪЕКТИВНОЙ МОДЕЛИ УРОВНЯ ПАКЕТОВ

В.А. Зорин, Р.К. Савельев

Качество передачи речи по тестируемым трактам пакетной сети связи оценивается по субъективным и объективным методикам. Методика субъективной (экспертной) оценки описана в Рекомендации МСЭ Р.800 и известна, как методика MOS (Mean Opinion Score). В соответствии с Рекомендацией МСЭ G.107 в основу объективной методики положена E-модель.

Ключевые слова: качество связи, спутниковая связь, оценка, субъективная методика, объективная методика

QUALITY ASSESSMENT OF SPEECH TRANSMISSION ON A GLOBAL SATELLITE NETWORK WITH THE PLACEMENT OF SPACECRAFT COMMUNICATION AT LOW AND MEDIUM ORBITS FOR OBJECTIVE MODEL PACKET LEVEL

Savelev R., Zorin V.

The quality of a tested paths of the packet network connection is assessed by subjective and objective methods. Methodology for the subjective (expert) estimation described in Recommendation ITU R. 800 and known as the MOS method (Mean Opinion Score). In accordance with Recommendation ITU G. 107 the basis of an objective methodology based on E-model.

Key words: the quality of communication, satellite communication, assessment, subjective method, objective method

Необходимость объективной оценки передачи речи появилась при тестировании трактов пакетных сетей по технологии *Vo IP*. По *E*-модели оценка тестируемого тракта осуществляется в единицах рейтинга (*R*-фактор) от 0 до 100.

Параметры *R*-фактора и другие характеристики речевых кодеков зависят от их типов. Типы речевых кодеков и их характеристики приведены в таблице 1.

R-фактор тестируемого тракта зависит от времени прохождения сигнала на сети и задержек в кодах. Время прохождения сигнала на сети зависит от физического расстояния между точкой входа и точкой выхода из сети связи, а также от времени прохождения пакета на промежуточных узлах.

Сеть космической связи на негеостационарных орбитах космических аппаратов представляет собой двухуровневую сеть связи. Сеть связи включает транспортную сеть космической связи на базе космических станций и соединяющих их межспутниковые соединительные линии (МСЛ), а также сеть дос-

тупа (СД) земных станций (абонентских терминалов) к транспортной сети космической связи.

ТАБЛИЦА 1. Типы речевых кодеков и их характеристики

Кодек	Скорость передачи, кбит/с	Размер речевого пакета, (мс)	Задержка при кодировании (декодировании), (мс)	Занимаемая полоса частот двухнаправленного соединения, (кбит)	Задержка в буфере джиттера	Теоретическая максимальная оценка MOS
G.711	64	20	1	174,4	2 пакета (40 мс)	4,4
G.726	32	20	1	110,4	2 пакета (40 мс)	4,22
G.729	8	20	25	62,4	2 пакета (40 мс)	4,07
G.723m	6,3	30	67,5	43,73	2 пакета (60 мс)	3,87
G.723a	5,3	30	67,5	41,6	2 пакета (60 мс)	3,69

Общее время задержки пакетов T_3 составит:

$$T_3 = t_{\text{код.ПРД}} + t_{\text{СД}} + t_{\text{МСЛ}} + t_{\text{код.ПРМ}}, \quad (1)$$

где: $t_{\text{код.ПРД}}$ – время задержки пакета в кодеке (формирование пакета) на передаче, $t_{\text{СД}}$ – время задержки пакета на сети доступа, $t_{\text{МСЛ}}$ – время задержки пакета на межспутниковых линиях связи, $t_{\text{код.ПРМ}}$ – время задержки пакета в кодеке на приеме.

Время задержки пакетов на промежуточных узлах можно не учитывать в связи с приоритетом речевых сообщений по отношению к другим сообщениям.

Из приведенных типов кодеков (табл. 1) можно выделить высокоскоростные (64 и 32 Кбит/с) и низкоскоростные (8; 6,3; 5,3 Кбит/с).

В высокоскоростных кодеках формируется пакет в течение 20 мс, его время кодирования составляет 1 мс. Отсюда: $t_{\text{код.ПРД}} = 20 + 1 = 21$ мс.

На приеме в кодеке осуществляется компенсация вариации задержки (в буфере джиттера) путем задержки до двух пакетов с временем задержки 40 мс. Время декодирования пакета равно времени кодирования, то есть равно 1 мс. Отсюда: $t_{\text{код.ПРМ}} = 40 + 1 = 41$ мс.

Для низкоскоростных кодеков: $t'_{\text{код.ПРД}} = 30 + 67,5 = 97,5$ мс, $t'_{\text{код.ПРМ}} = 60 + 67,5 = 127,5$ мс.

Время задержки на сети доступа $t_{\text{СД}}$ включает задержки на восходящей и нисходящей радиоперелиниях спутниковой связи. Отсюда:

$$t_{\text{сд}} = \frac{L_{\text{В}} + L_{\text{Н}}}{C_0},$$

где: $L_{\text{В}}$ – длина восходящей линии, $L_{\text{Н}}$ – длина нисходящей линии, C_0 – скорость света.

Суммарная длина восходящей и нисходящей радиолиний будет равна двум известным значениям наклонной дальности связи d :

$$L_B + L_H = 2d = 2R_3 \sqrt{\left(1 + \frac{H}{R_3}\right) - 1}.$$

Результаты расчета времени задержки сигнала на сети доступа для основных значений низковысотных и средневысотных орбитальных группировок приведены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Время задержки сигнала для основных значений высот ОГ

Тип ОГ	Низковысотные			Средневысотные		
H (тыс. км)	0,7	1,5	3	10	20	30
$T_{сд}$	20	30	45	100	170	238

Максимальная длина таких линий равна длине круговой орбиты $L_{ОРБ}$ без одной МСЛ при однонаправленном соединении:

$$t_{МСЛ} = L_{ОРБ} - \frac{L_{ОРБ}}{n},$$

где: $L_{ОРБ} = 2\pi(R_3 + H)$, n – число КА на орбите, $R_3 = 6371$ км.

При двунаправленном соединении:

$$L'_{МСЛ} = \frac{L_{ОРБ}}{n} \text{ и } t_{МСЛ} = \frac{2\pi(R_3 + H)}{2C_0}.$$

Результаты расчета $t_{МСЛ}$ для двунаправленного соединения сведены в таблице 3.

ТАБЛИЦА 3. Время задержки сигнала на межспутниковых соединительных линиях для различных значений высот ОГ

Тип ОГ	Низковысотные			Средневысотные		
H (тыс. км)	0,7	1,5	3	10	20	30
$\frac{1}{2} l_{орб\ max}$ (тыс. км)	22,2	24,7	29,4	51,4	82,8	114,2
$t_{МСЛ}$ (мс)	75	82	98	173	276	387

Потери пакетов влияют на оценку MOS [1]. В связи с компенсацией потерь пакетов выражение (1) дополнится задержкой $t_{зад}$:

$$T_3 = t_{код.ПРД} + t_{сд} + t_{МСЛ} + t_{код.ПРМ} + t_{зад}. \quad (2)$$

Результаты расчета общего времени задержки пакетов для основных значений высот ОГ с 1 % потерей пакетов с применением высокоскоростных кодов сведены в таблице 4.

Результаты расчета общего времени задержки пакетов для основных значений высот ОГ с 1 % потерей пакетов с применением низкоскоростных кодеков сведены в таблице 5.

ТАБЛИЦА 4. Общее время задержки (T_3) пакетов для основных значений высот ОГ с применением высокоскоростных кодеков

Тип ОГ	Низковысотные			Средневысотные		
H (тыс. км)	0,7	1,5	3	10	20	30
T_{CD} (мс)	20	30	45	100	170	238
t_{MSL} (мс)	75	82	98	173	276	387
$t_{код.ПРД}$ (мс)	21					
$t_{код.ПРМ}$ (мс)	41					
$t_{зд}$ (мс)	100					
T_3	257	274	305	435	608	787

ТАБЛИЦА 5. Общее время задержки (T_3) пакетов для основных значений высот ОГ с применением низкоскоростных кодеков

Тип ОГ	Низковысотные			Средневысотные		
H (тыс. км)	0,7	1,5	3	10	20	30
T_{CD} (мс)	20	30	45	100	170	238
t_{MSL} (мс)	75	82	98	173	276	387
$t_{код.ПРД}$ (мс)	97,5					
$t_{код.ПРМ}$ (мс)	127,5					
$t_{зд}$ (мс)	90					
T_3	410	427	458	588	761	940

По результатам данной объективной оценки качества передачи речи определяется оценка MOS (субъективная оценка по слышимости речи) в связи с тем, что E -моделью значение R -фактора однозначно сопоставлено со сквозными задержками (табл. 6).

ТАБЛИЦА 6. Соотношение значения R -фактора и величины сквозных задержек

Задержки (мс)	0	50	100	150	200	250	300	350	400
R -фактор	93,19	91,74	90,65	89,53	85,79	79,17	72,66	67,02	62,24

Результаты расчета R -фактора, времени сквозной задержки пакетов при 1 % потери пакетов, оценки MOS , категории качества и классы качества для различных значений высот ОГ при применении высокоскоростных кодеков сведены в таблице 7. Результаты расчета с применением низкоскоростных кодеков сведены в таблице 8.

ТАБЛИЦА 7. Время задержки пакетов при 1 % потерях пакетов, R -фактор, оценка MOS , категория качества и класс качества передачи речи для различных значений высот ОГ с применением высокоскоростных кодеков

Тип ОГ	Низковысотные			Средневысотные		
H (тыс. км)	0,7	1,5	3	10	20	30
T_3	257	274	305	435	608	787
R	87	85	83	67	57	52
MOS	4,3	4,17	4,1	3,55	–	–
Категория качества	высокая (хорошо)	высокая (хорошо)	высокая (хорошо)	низкая (плохо)	неприемлемо	неприемлемо
Класс качества	1 (высокий)	1 (высокий)	1 (высокий)	3 (низкий)	–	–

ТАБЛИЦА 8. Время задержки пакетов при 1 % потерях пакетов, R -фактор, оценка MOS , категория качества и класс качества передачи речи для различных значений высот ОГ с применением низкоскоростных кодеков

Тип ОГ	Низковысотные			Средневысотные		
H (тыс. км)	0,7	1,5	3	10	20	30
T_3	410	427	458	588	761	940
R	67,02	63	62	52	–	–
MOS	3,5	3,3	3,2	–	–	–
Категория качества	низкая (плохо)	низкая (плохо)	низкая (плохо)	низкая (плохо)	неприемлемо	неприемлемо
Класс качества	3 (низкий)	3 (низкий)	3 (низкий)	–	–	–

Из таблицы 7 видно, что с применением высокоскоростных кодеков можно получить по категории высокое качество (хорошо) и 1-ый класс (высокий) качества передачи речи на высотах орбит до 3 тыс. км. На высотах орбит 10 тыс. км – низкое качество (плохо) по категории и 3-й класс качества (низкий) передачи речи. На высотах орбит 20 тыс. км и выше – неприемлемое качество передачи речи.

С применением низкоскоростных кодеков (табл. 8) можно получить по категории только низкое (плохое) качество и 3-ой класс (низкий) качества передачи речи на высотах орбит до 3 тыс. км. На высотах орбит 10 тыс. км и выше – неприемлемое качество передачи речи (не указано).

Список используемых источников

1. Нейман В. И., Селезнев Д. А. Дальнейшая интеграция сетей и задачи обеспечения качества телефонной связи // Электросвязь. 2007. № 6. С. 38–41.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЦИОНАЛЬНОГО СОСТАВА РАЗНОРОДНЫХ АЛЬТЕРНАТИВНЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭНЕРГИИ В ГИБРИДНЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ УЗЛОВ СВЯЗИ

Е.В. Казакевич, Д.Д. Корякин, Д.Е. Петрушин, Д.О. Федосеев

В статье рассмотрены подходы к обоснованию выбора альтернативных источников энергии гибридной энергосистемы узлов связи контейнерного исполнения для решения задач в различных климатических условиях. Сущность проблемы заключается в отсутствии методик, позволяющих определить рациональный состав гибридных электроустановок автономного электроснабжения по энергетическим, стоимостным и массогабаритным показателям. Статья содержит пример расчёта технико-экономических показателей альтернативных источников энергии для определения целесообразности использования солнечных и ветроэнергетических установок в отдельных регионах России.

Ключевые слова: узлы связи, альтернативные источники энергии, гибридная система, фотоэлектрическая установка, ветроэлектрическая установка

OPTIMAL RATIO OF ALTERNATIVE ENERGY SOURCES IN HYBRID POWER SUPPLY SYSTEMS FOR COMMUNICATION CENTERS

Kazakevich E., Koryakin D., Petrushin D., Fedoseev D.

Calculation of hybrid electrical system parameters for communication center, which can be located in different climatic conditions, is presented. The article is generalization of generated power calculations obtained for solar panels and wind turbines for different regions. The essence of the problem is the lack of methods, which allow to determine rational structure of alternative energy sources. The article contains technical and economic indicators analysis of alternative energy sources, wind and solar potential in Russia.

Keywords: military communications, alternative energy sources, hybrid power system, photovoltaic plant, wind power plant

С целью поддержания бесперебойного функционирования мобильных узлов связи необходимо в первую очередь обеспечить бесперебойное электроснабжение, что затрудняется необходимостью постоянного подвоза топлива для дизель-генераторных установок, расположенных вдали от сети единой энергосистемы. Для создания автономной системы электроснабжения узлов связи контейнерного исполнения (СЭС УС КИ) предлагается рассмотреть гибридную систему с использованием альтернативных источников энергии.

На данный момент не существует методик, позволяющих определить рациональный состав альтернативных источников энергии в СЭС УС КИ по энергетическим, стоимостным и массогабаритным показателям с учетом неравномерного распределения потенциала солнечной энергии и энергии ветра по территории России и Северо-Западного федерального округа, в частности.

При оценке целесообразности установки того или иного источника альтернативного электроснабжения для СЭС УС КИ необходимо учитывать его удельные характеристики, а именно удельную массу – килограмм на ватт установленной мощности [кг/Вт] и удельную стоимость [тыс. руб./Вт].

В результате анализа характеристик существующих ветрогенераторов, солнечных панелей и дизель-генераторов разной мощности отечественных и зарубежных производителей выявлена зависимость: при увеличении установленной мощности, удельная масса ветрогенераторов и дизель-генераторов снижается, а солнечных панелей – остаётся постоянной, так как максимальная мощность единичной панели обычно не превышает 300 Вт и дальнейшее увеличение мощности солнечных установок происходит за счёт увеличения их количества (рис. 1).

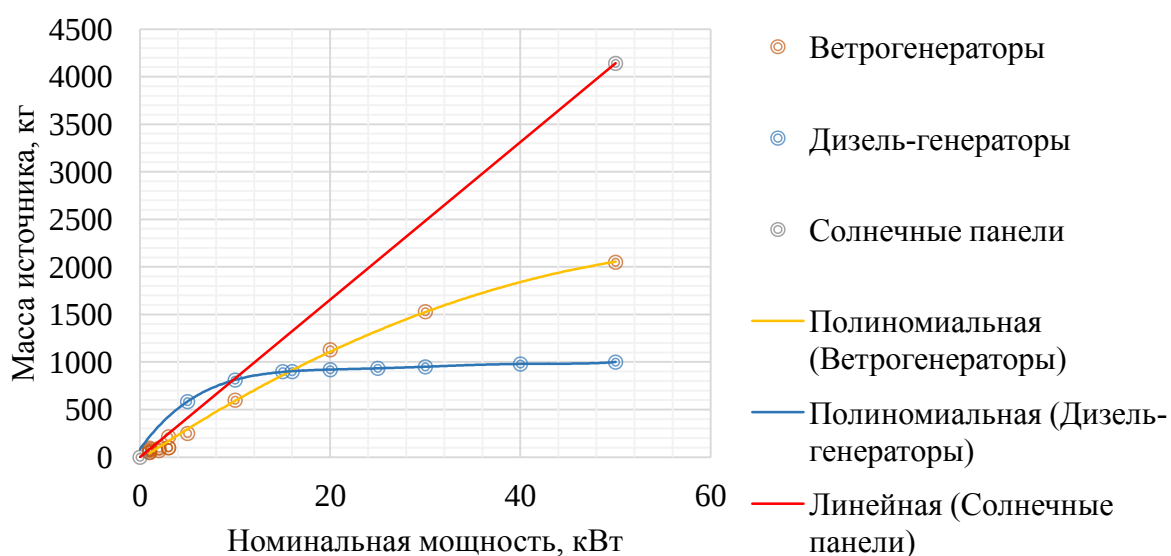


Рис. 1. Зависимость массы источника альтернативного электроснабжения от его номинальной мощности

Существенное снижение удельной массы ветрогенераторов наблюдается при номинальной мощности выше 20 кВт, снижение же удельной массы дизель-генераторов ещё более заметно. Так, дизель-генератор мощностью 50 кВт весит лишь на 10 % больше, чем дизель-генератор мощностью 15 кВт (рис. 1).

При номинальной мощности свыше 10 кВт явное преимущество по удельной массе и стоимости (рис. 2) имеют дизель-генераторные установки (ДГУ). Расчеты приводятся без учета дизельного топлива, масса которого будет увеличиваться пропорционально времени автономной работы ДГУ.

Необходимо учитывать и факт непостоянства выработки электрической энергии первичными источниками, преобразующими энергию солнца и ветра. Например, дизель-генератор гарантированно способен выдать заявленную производителями мощность (и даже допускает перегрузку на 10 %), в то время как ветрогенераторы вырабатывают номинальную мощность только при скорости ветра от 10 м/с, что, кроме побережий, наблюдается крайне редко. Солнечные

панели генерируют номинальную мощность при освещённости 1000 Вт/м^2 . Для сравнения – на широте Санкт-Петербурга даже летом в полдень при безоблачной погоде максимальная освещённость составляет порядка 900 Вт/м^2 , и солнечные панели будут вырабатывать мощность меньше номинальной [1].

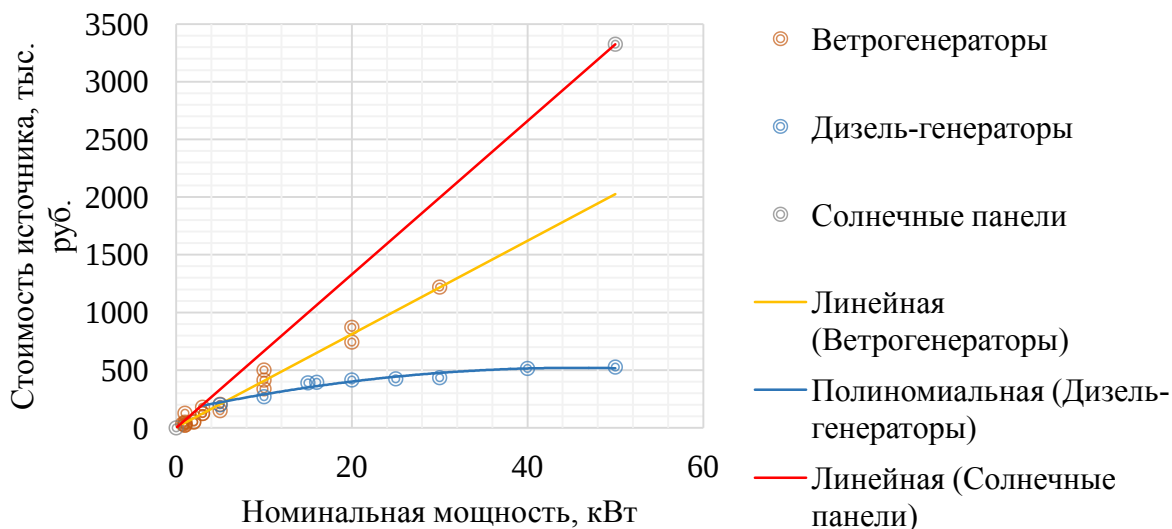


Рис. 2. Зависимость стоимости источника альтернативного электроснабжения от его номинальной мощности

Сезоннозависимость генерации энергии ветрогенераторами и солнечными установками в гибридной СЭС определяет необходимость учета суточных и сезонных изменений скорости ветра и интенсивности солнечного излучения в соответствующих регионах для выработки максимальной мощности [2].

Таким образом, коэффициент использования установленной мощности (КИУМ), равный отношению фактической энерговыработки электроустановки за определённый период эксплуатации к теоретической энерговыработке при работе без остановок на номинальной мощности, для конкретной местности, и будет зависеть от географической широты, облачности и скоростей ветра в регионе:

$$\text{КИУМ}_{\text{с.п.}} = W_{\text{с.п.}} / (P_{\text{с.п.}} \cdot 8760),$$

$$\text{КИУМ}_{\text{в.г.}} = W_{\text{в.г.}} / (P_{\text{в.г.}} \cdot 8760),$$

где $W_{\text{с.п.}}$ и $W_{\text{в.г.}}$ – электроэнергия, которую способны выработать солнечные панели и ветрогенераторы соответственно в течение года, кВт·ч; $P_{\text{с.п.}}$ и $P_{\text{в.г.}}$ – установленная мощность солнечных панелей и ветрогенераторов соответственно, кВт.

Анализ энерговыработки ветрогенераторами и солнечными установками в гибридной СЭС на территории Санкт-Петербурга и Мурманской области показал, что коэффициент использования установленной мощности солнечных панелей $\text{КИУМ}_{\text{с.п.}}$ и ветрогенераторов $\text{КИУМ}_{\text{в.г.}}$ будет находиться в пределах от 4 % до 63 %.

Исходя из полученных результатов и с учётом значений коэффициента использования установленной мощности, выявлены следующие зависимости удельной стоимости и удельной массы электроустановки от мощности:

$$C_{\text{с.п.}} = 66,512 \cdot P_{\text{с.п.}} / \text{КИУМ}_{\text{с.п.}},$$

$$C_{\text{в.г.}} = 40,651 \cdot P_{\text{в.г.}} / \text{КИУМ}_{\text{в.г.}},$$

$$m_{\text{с.п.}} = 82,818 \cdot P_{\text{с.п.}} / \text{КИУМ}_{\text{с.п.}},$$

$$m_{\text{в.г.}} = -0,446 \cdot (P_{\text{в.г.}} / \text{КИУМ}_{\text{в.г.}})^2 + 63,594 \cdot P_{\text{в.г.}} / \text{КИУМ}_{\text{в.г.}}.$$

где $C_{\text{с.п.}}$ – стоимость солнечных панелей, руб./кВт; $C_{\text{в.г.}}$ – стоимость ветрогенератора, руб./кВт; $m_{\text{с.п.}}$ – масса солнечных панелей; $m_{\text{в.г.}}$ – масса ветрогенератора.

Необходимо учитывать, что первоочередное значение для мобильного узла связи имеет масса установки, а для стационарного – её стоимость. Для выбора элементов СЭС УС КИ, который будет транспортироваться к месту развертывания автомобильным, железнодорожным, авиационным или речным транспортом, приоритетным является минимизация массогабаритных характеристик.

Суть равномерной генерации заключается в том, что отношение суммы годовой генерации электроэнергии для солнечных панелей и ветроустановок к максимальной среднемесячной мощности должно быть наибольшим, то есть плотность годового графика нагрузки ρ_P должна быть максимальной:

$$\rho_P = \sum_{i=1}^{12} \frac{P_{\text{с.п.}}(t) \times K_{\text{с.п.}i} + P_{\text{в.г.}}(t) \times (1 - K_{\text{с.п.}i})}{12 \times \max(P_{\text{с.п.}}(t) + P_{\text{в.г.}}(t))},$$

где ρ_P – плотность годового графика нагрузки; $P_{\text{с.п.}}(t)$ – полученная зависимость выработки мощности солнечными панелями от времени; $P_{\text{в.г.}}(t)$ – полученная зависимость выработки мощности ветрогенераторами от времени; $K_{\text{с.п.}i}$ – доля установленной мощности солнечных панелей в гибридной системе (может изменяться в пределах от 0 до 1).

Таким образом, при выборе оптимального соотношения установленной мощности солнечных панелей и ветроэнергетических установок в гибридной системе необходимо учитывать массу и стоимость источника, а также возможную выработку электроэнергии и равномерность суточных и годовых графиков генерации.

В качестве примера были рассчитаны технико-экономические показатели альтернативных источников энергии для гибридной электроустановки мощностью 10 кВт при расположении УС КИ в пос. Малые Кармакулы (Архангельская обл.) и Санкт-Петербурге [3, 4].

Результаты расчета основных характеристик гибридной энергосистемы представлены в таблице.

На основании анализа результатов расчёта можно сделать вывод о существенной зависимости численных значений технико-экономических показателей солнечных и ветроэнергетических установок от их месторасположения. Так, в Санкт-Петербурге будут наиболее эффективны солнечные электроустановки, а для пос. Малые Кармакулы – ветроэнергетические установки.

ТАБЛИЦА. Характеристики гибридной энергосистемы при расположении в пос. Малые Кармакулы и Санкт-Петербурге

Характеристика	Месторасположение	Параметры	
		СЭУ	ВЭУ
КИУМ	Малые Кармакулы	0,12	0,63
	Санкт-Петербург	0,14	0,04
Удельная стоимость, тыс. руб./кВт	Малые Кармакулы	554,3	64,5
	Санкт-Петербург	461,9	1159,7
Удельная масса, кг/кВт	Малые Кармакулы	673	90
	Санкт-Петербург	575	1814
Максимальная плотность графика	Малые Кармакулы	0,65	0,34
	Санкт-Петербург	0,07	0,93

Эффективность использования альтернативных источников энергии напрямую зависит от метеорологических условий района расположения узла связи. Так, Северо-Западный федеральный округ представлен обширной территорией, на которой производительность солнечных электроустановок и ветроэнергетических установок сильно разнится, так как для северного побережья преобладает энергия ветра, а в центральной и южной части наблюдается более сильная солнечная инсоляция. Оценка оптимального соотношения установленной мощности альтернативных источников энергии в гибридной СЭС для различных климатических условий размещения узла связи контейнерного исполнения необходима для снижения массогабаритных характеристик установки, повышения стабильности суточной выработки электроэнергии и повышения энергоэффективности автономной системы электроснабжения.

Список используемых источников

1. Пигольцина Г. Б. Ресурсы солнечной радиации Ленинградской области // Общество. Среда. Развитие. 2009. N 2. С. 181–191.
2. Лукутин Б. В., Муравлев И. О., Плотников И. А. Децентрализованные системы электроснабжения с ветровыми и солнечными электростанциями: учебное пособие. Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2015. 100 с.
3. СП 131.13330.2012. Строительная климатология. М.: Издательство стандартов, 2012. 109 с.
4. ООО «Расписание Погоды» [Электронный ресурс]. 2004–2016. URL: <http://rp5.ru/> (дата обращения: 28.01.2016).

ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ В СЕТЯХ LTE ПОСРЕДСТВОМ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ПРОХОЖДЕНИЯ СИГНАЛОВ

А.В. Киреев, Г.А. Фокин

Сети четвертого поколения стандарта LTE активно развиваются в Российской Федерации. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE посредством измерения времени прохождения сигналов является одним из существующих методов на базе сети. Имитационное моделирование позволяет оценить возможную точность позиционирования путем статистической оценки.

Ключевые слова: позиционирование, имитационная модель, LTE

POSITIONING OF OBJECTS IN LTE NETWORKS BY MEASURING SIGNAL TIME OF ARRIVAL

Kireev A., Fokin G.

LTE networks become increasingly popular in Russia. Positioning of objects in LTE networks by measuring signal time of arrival is one of existing algorithms based on network infrastructure. Computer modelling is the way of measuring positioning accuracy by statistical approximation.

Key words: positioning, computer modelling, LTE

Определение местоположения абонента в сетях LTE является важной задачей с точки зрения, как мобильных операторов, так и государственных органов. В статье предлагается анализ возможности решения задачи по позиционированию абонентской станции в двумерном пространстве посредством использования параметра Timing advance (TA) средствами имитационного моделирования в Matlab.

В мобильных сетях четвертого поколения LTE для решения задачи позиционирования абонентов используют методы, основанные на пространственной обработке сигналов [1, 2], разностно-дальномерные [3] и пеленгационные [4] методы, а также алгоритмы, использующие ресурсы наземной инфраструктуры сети (Cell ID, Cell ID-TA, OTD, E-OTD).

Рассмотрим метод измерения разности времени прихода сигнала (*Time difference of arrival* (TDoA)). В сетях LTE данный метод может быть реализован на базе сети с помощью параметра TA.

Параметр Timing advance используется для синхронизации в канале сети LTE путем компенсации временной задержки времени прохождения сигнала. Другими словами, TA это параметр времени упреждения ответного сигнала (рис. 1). Так как, эта информация необходима для работы сети, позиционирование с ее помощью не потребует дополнительных затрат на модернизацию оборудования.

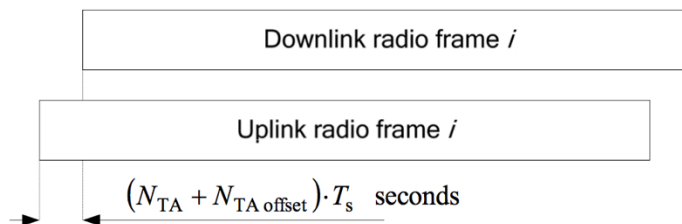


Рис. 1. Значение TA на физическом уровне

Используя спецификацию 3GPP TS 36.101 подсчитаем какую точность дает единичное значение параметра TA:

$$1\ TA = 16 * T_{slot} = 16 * \left(\frac{0,5\ \text{мс}}{15360} \right) = 0,52\ \text{мкс},$$

где T_{slot} – время одного таймслота. Таким образом, единичное значение параметра TA равно 0,52 мкс. Определим радиус окружности между базовой станцией и абонентским устройством:

$$1\ TA = \frac{3 * 10^8 * 0,52 * 10^{-6}}{2} \approx 78\ \text{м}.$$

С помощью среды Matlab проведем статистическую оценку возможности позиционирования для разного количества базовых станций (БС) и взаимного расположения. Моделирование позволит выявить оптимальные конфигурации БС и АС, а также возможность использования имитационной модели для комплексования данных с другими методами позиционирования. В процессе моделирования с помощью статистического метода Монте-Карло будут исследованы 3 случая:

1. Случайное распределение местоположения БС со случайным распределением расстояний между ними.
2. Равномерное распределение местоположения БС со случайным распределением расстояний между ними.
3. Равномерное распределение местоположения БС с фиксированным расстоянием между ними.

Необходимо отметить, что моделируется идеальный случай при условиях прямой видимости, так как это одно из требований методов TDoA [5]. На рисунках 2–4 приведены схематические результаты моделирования и увеличена область местонахождения АС.

Моделирование проводилось для 100000 выборок. Проведенный анализ (рис. 5) позволяет сделать вывод о том, что в случае случайного расположения БС и расстояний между ними точность позиционирования составит порядка 35 метров. Для увеличения точности в будущем целесообразно добавить учет высот расположения БС, то есть реализовать моделирование в трехмерном пространстве. Проведение эксперимента планируется с использованием технологии Software-defined Radio SDR [6, 7] на имеющейся лабораторной базе универ-

ситета [8]. Также стоит включить в симулятор алгоритмы обнаружения «спящих» сот [9] для оценки возможности их использования.

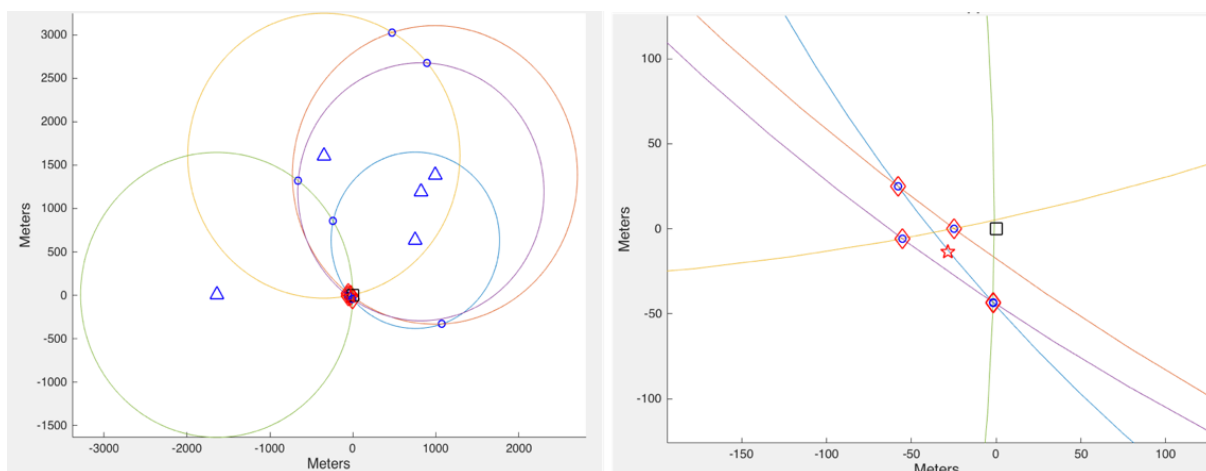


Рис. 2. Пять случайно расположенных БС на расстоянии 1,2 м с СКО 400 м

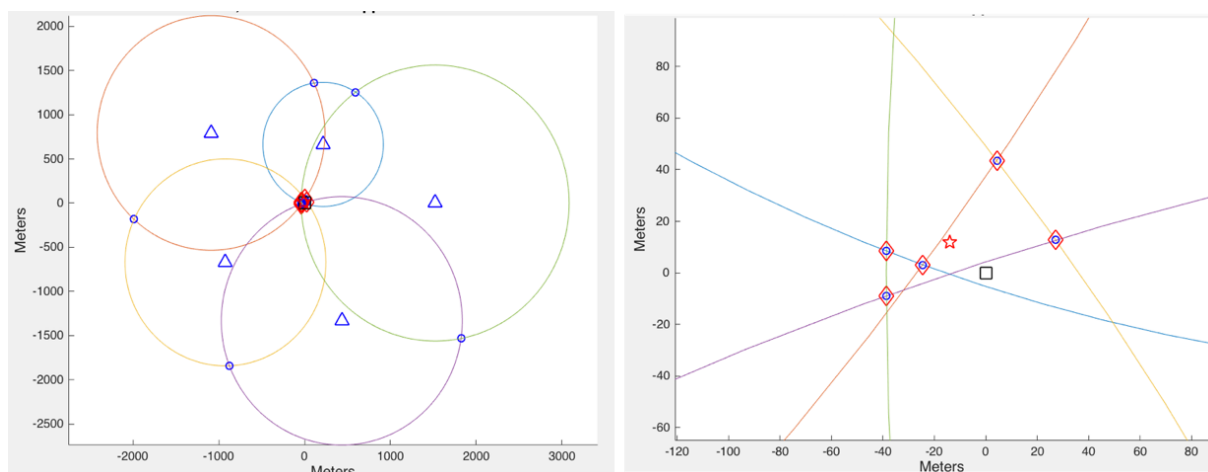


Рис. 3. Пять равномерно расположенных БС на расстоянии 1,2 м с СКО 400 м

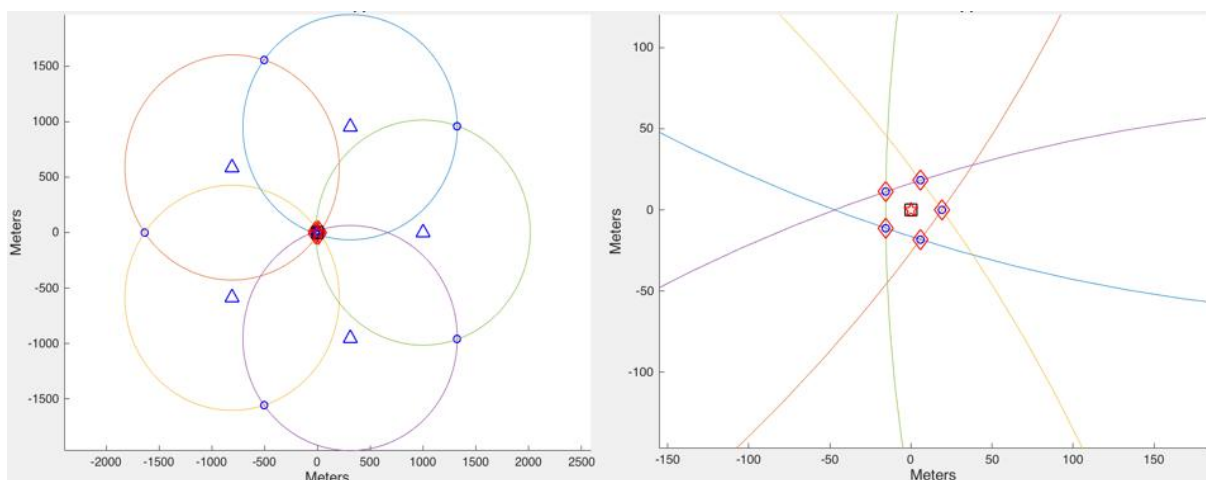


Рис. 4. Пять равномерно расположенных БС на фиксированном расстоянии 1,2 м

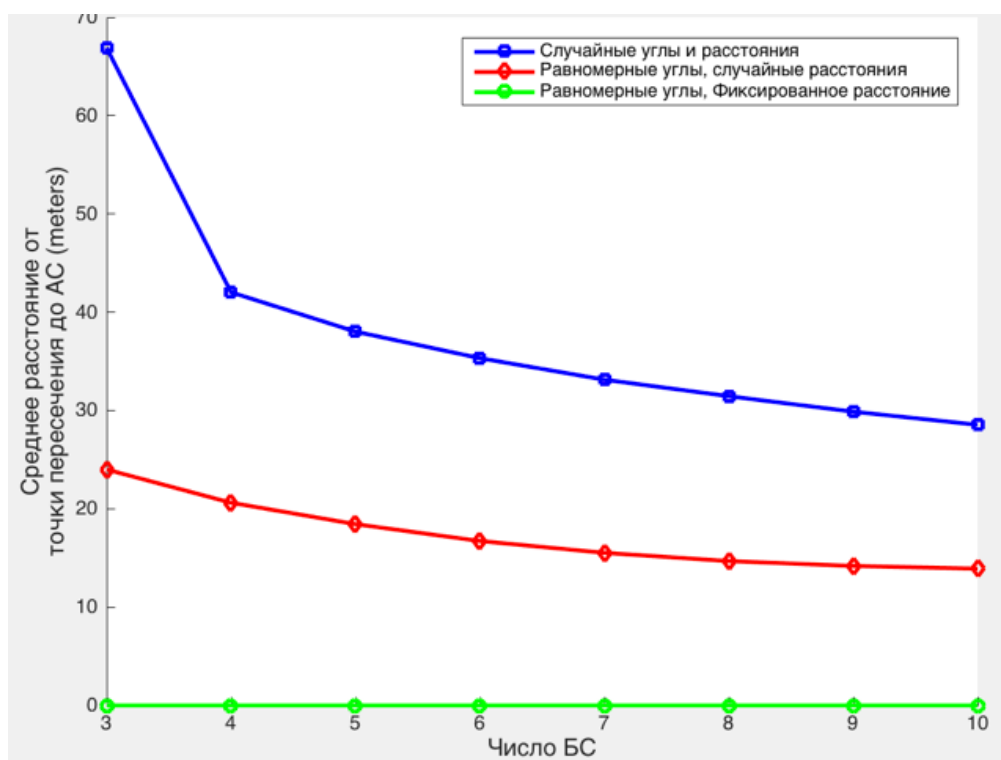


Рис. 5. График изменения точности позиционирования от числа БС

По итогам исследования сделаны следующие выводы:

1. Разработана имитационная модель для статистической оценки точности позиционирования АС в сетях LTE
2. По результатам моделирования получены кривые, оценивающие точность позиционирования АС.
3. Полученные результаты целесообразно использовать будут использованы в дальнейшем для комплексирования данных других методов позиционирования

Список используемых источников

1. Киреев А. В., Фокин Г. А. Пеленгация источников радиоизлучения LTE мобильным пунктом радиоконтроля с круговой антенной решеткой // Труды Научно-исследовательского института радио. 2015. № 2. С. 68–71.
2. Sivers M., Fokin G. LTE Positioning Accuracy Performance Evaluation // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. Springer International Publishing, 2015. С. 393–406.
3. Сиверс М. А., Фокин Г. А., Духовницкий О. Г. Позиционирование абонентских станций в сетях мобильной связи разностно-дальномерным методом // Системы управления и информационные технологии. 2015. Т. 59. № 1. С. 55–61.
4. Киреев А. В., Фокин Г. А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных статей в 2 томах. СПбГУТ. СПб., 2015. С. 122–126.
5. Дмитриев П. Д., Писарев С. Б., Сиверс М. А. Анализ методов и алгоритмов позиционирования в сетях Wi-Fi // Вестник связи. 2015. № 10. С. 44–49.

6. Fokin G., Volgushev D., Kireev A., Bulanov D., Lavrukhin V. Designing the MIMO SDR-based LPD transceiver for long-range robot control applications // Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), 2014. 6th International Congress on. IEEE, 2014. pp. 456–461.

7. Фокин Г. А., Лаврухин В. А., Волгушев Д. А., Киреев А. В. Модельно-ориентированное проектирование на основе SDR // Системы управления и информационные технологии. 2015. Т. 60. № 2. С. 94–99.

8. Mashkov G., Borisov E., Fokin G. Experimental validation of multipoint joint processing of range measurements via software-defined radio testbed // 2016 18th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT). IEEE, 2016. pp. 268–273.

9. Глазков Р. В. Анализ существующих методов обнаружения «спящих» сот в сетях LTE // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. III Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных статей. СПбГУТ. СПб., 2014. С. 72–77.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭКРАНИРУЮЩИХ СВОЙСТВ ЗАЩИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ И ПОКРЫТИЙ

Д.И. Кирик, Т.Ю. Ковалева, Ю.И. Пустарнакова

Моделирование и исследование экранирующих свойств защитных материалов и покрытий является одним из эффективных пассивных методов в проблемы обеспечения электромагнитной совместимости узлов и блоков ВЧ и СВЧ устройств и технических средств передачи информации, повышения их помехоустойчивости.

Ключевые слова: электромагнитные параметры, коэффициент отражения, экранирование электромагнитной совместимости

MODELING AND EXPERIMENTAL STUDY OF THE SHIELDING PROPERTIES OF PROTECTIVE MATERIALS AND COATINGS

Kirik, D., Kovaleva T., Pustarnakova Y.

Modeling and study of shielding properties of protective materials and coatings is one of the effective passive methods in problems of electromagnetic compatibility of units and blocks RF and microwave devices and technical means of information transmission, improve their noise immunity.

Keywords: electromagnetic parameters, reflection coefficient and shielding electromagnetic compatibility

Внедрение новых, более современных средств обнаружения целей требует привлечения новых защитных материалов и покрытий, обеспечивающих эффективность и экологическую безопасность при функционировании радиоэлектронных систем (РЭС), в том числе технических средств передачи информации (ТСПИ), а также обеспечивающие радиолокационную защиту объектов в широкой полосе частот.

Защитные материалы и покрытия представляют класс радиопоглощающих композиционных материалов (РПМ) и покрытий на их основе (РПП), предназначенных для обеспечения:

- снижения уровня отраженного электромагнитного сигнала в сторону источника излучения, за счет экранирования (поглощения);
- электромагнитной совместимости узлов и блоков ВЧ и СВЧ устройств РЭС и ТСПИ;
- повышения помехоустойчивости элементов и блоков радиоэлектронной техники.

Одним из современных способов передачи информации в технике связи является передача с помощью информационных систем и вычислительных сетей. Работа средств вычислительной техники сопровождается излучением электромагнитных полей ЭМП – побочных электромагнитных излучений ПЭМИ.

Элементы, электрические цепи, тракты, соединительные провода и линии связи любых РЭС и схем постоянно находятся под воздействием электромагнитных полей различного происхождения, индуцирующих или наводящих в них значительные напряжения. Такое электромагнитное влияние на элементы электрической цепи приводит к паразитным связям и наводкам, которые, в свою очередь, могут привести к образованию каналов утечки информации.

Каналы утечки информации в ТСПИ образуются за счет:

- наводок электромагнитных излучений элементов технических систем на соединительные линии и посторонние проводники, выходящие за пределы контролируемой зоны;
- просачивания информационных сигналов в цепи электропитания и заземления;
- внешних наводок (ЭМИ) (навязывание) на элементы систем. Высокочастотные ЭМИ, включая излучение на гармониках, передатчиков ИС, в том числе электронных вычислительных сетей систем связи, модулированные информационным сигналом, могут перехватываться портативными средствами радиоразведки.

Каналы утечки информации могут служить целям несанкционированного сбора информации. В РЭС информация передается в виде сообщений по интерактивным каналам передачи, по каналам связи. Все виды РЭС систем излучают ЭМЭ или находятся под воздействием внешних источников помех.

Для энергетического скрытия объектов от радиолокационного наблюдения его поверхность покрывают РПП, которое обеспечивает поглощение облучающей электромагнитной энергии [1, 2].

Применение экранирующих радиопоглощающих материалов и покрытий – действенный метод в комплексной проблеме обеспечения экологической безопасности и защите объектов от утечки информации по техническим каналам.

Разработка экранирующих материалов и РПП включает моделирование структуры материала, техническую реализацию и внедрение.

Моделирование РПП включает:

- выбор типа моделирования структуры РПП;
- расчет радиофизических параметров;
- изготовление модельных образцов экранирующих покрытий;
- измерение коэффициентов отражения модельных образцов.

В работе представлены метод моделирования, расчета и синтеза защитных покрытий на основе РПМ. Разработанная методика расчета основана на методе геометрической оптики и производится в среде программирования MathCAD 15.

Рассмотрев модель расчета для одного слоя, затем для двух, и так далее, наращивая количество слоев, теоретически возможно вывести формулу для неограниченного числа слоев.

При моделировании и расчете введены следующие допущения:

- нормальное падение ЭМВ на поверхность РПМ;
- плоская граница раздела сред воздух-покрытие;
- среда однородная, изотропная с отличной от нуля проводимостью.

С учетом потерь, при прохождении волной слоя радиопоглощающего покрытия, выражение, по которому производится расчет, имеет вид:

$$R = R_0 + X_0^2 \cdot e^{|i \cdot 2 \cdot k \cdot d|}.$$

Результаты расчета коэффициента отражения в диапазоне длин волн, при заданных значениях реализуемых электромагнитных параметров, с учетом их дисперсии от частоты, и нескольких вариантах толщин РПП представлены на рисунке.

Анализ результатов расчета показал, что увеличение толщины покрытия, при заданных электромагнитных параметрах, не приводит к увеличению уровня поглощения.

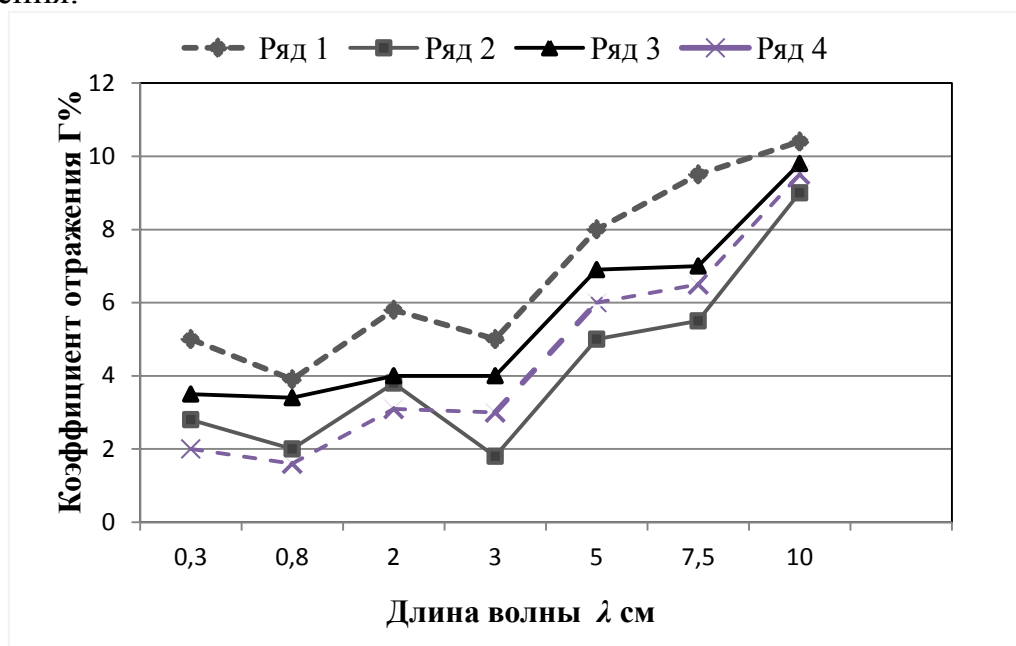


Рисунок. Результаты расчета коэффициента отражения в отдельных точка диапазона длин волн при заданных толщинах: $d = 3,5$ мм – Ряд 1; $d = 3$ мм – Ряд 3; $d = 2,3$ мм – Ряд 4; $d = 1,8$ мм – Ряд 2

Изменяя состав композиционного материала (компонентов и полимерной матрицы), при ограниченной толщине, можно добиться более высокого равномерного уровня поглощения в заданной полосе частот.

В таблице 1 представлены результаты измерений модельных образцов различных магнитных наполнителей в двух типах полимерных матриц.

Измерение коэффициентов отражения (ослабления) электромагнитных волн проводились на комплексе панорамных измерителей КСВН и ослабления: Р2-61 (диапазон частот 8,24–12,05 ГГц), Р2-65 (диапазон частот 25,86–37,75 ГГц), Р2-137/1 (диапазон частот 2,0–18,0 ГГц). Измерения четырех модельных образцов покрытий, показывают высокий уровень поглощения электромагнитной энергии в контрольных точках заявленного широкого частотного диапазона.

ТАБЛИЦА 1. Результаты измерений модельных образцов

№ п/п	Модельные образцы РПП	d, мм	Коэффициент отражения (%), на длинах волн, см				
			0,8	2	3,2	5,6	10,3
1	Ферромагнетик в полимерной матрице ЭД-20	3,5	9,0	12,1	9,1	9,6	10,2
2	Ферромагнетик в полимерной матрице «Экопол»	2,3	7,4	9,5	5,5	6,6	9,8
3	Смешанный ферромагнетик в полимерной матрице ЭД-20	3	8,2	10,0	6,1	9,1	9,8
4	Смешанный ферромагнетик в полимерной матрице «Экопол»	1,8	7,0	8,1	4,7	8,3	9,7

Наиболее сильное поглощение наблюдается у модельных образцов покрытия №2, №4, имеющих наименьшие толщины 2,3 мм и 1,8 мм. Это обусловлено за счет использования низковязкой эластичной полимерной матрицы и различной дисперсности выбранного типа магнитного наполнителя.

Отличительной особенностью модели защитного покрытия является возможность его изготовления и нанесения на поверхности защищаемых объектов, элементы объектов и элементы РЭС различными технологическими способами без изменения радиофизических свойств.

Предлагаемые покрытия позволяют значительно уменьшить каналы утечки информации при нанесении на соединительные провода и на поверхности корпусов и элементов вычислительных сетей, или их защитных укрытий – кофров.

Некоторые результаты измерений электромагнитных излучений по электрической составляющей электромагнитного поля с применением средств измерений и вспомогательного оборудования представлены в таблицах 2 и 3.

В таблице 2 представлены результаты лабораторных исследований экранирования с применением предлагаемого покрытия кабеля VGA и измерений ПЭМИ. В таблице 3 представлены результаты лабораторных измерений электромагнитных излучений ТС с применением экранированного предлагаемым покрытием кофра.

ТАБЛИЦА 2. Результаты лабораторных исследований экранирования кабеля

F , ГГц	Режим вывода информации на монитор		Режим вывода информации на монитор через экранированный кабель		Сравнение сигнала и шума после экранирования	
	$E_{н1}$, дБ (отн. мкВ/м)	$E_{ш1}$, дБ (отн. мкВ/м)	$E_{н2}$, дБ (отн. мкВ/м)	$E_{ш2}$, дБ (отн. мкВ/м)	$E_{н1} / E$	$E_{ш1} / E$
0,5	15,6	10,6	16,3	13,5	0,96	0,79
0,9	13,6	9,1	12	9,9	1,13	0,92
1,0	13,8	10,8	12,9	10,6	1,07	1,02
1,5	16,0	10,15	14,4	10,7	1,13	0,92
2,0	13,6	10,55	12,8	11,1	1,06	0,95
	18,5	10,2	12,8	10,9	1,45	0,94

ТАБЛИЦА 3. Результаты лабораторных измерений ЭМИ ТС с применением экранированного покрытием кофра

F , ГГц	Антенна вплотную к ТС, укрытому кофром		
	Генератор на максимальной мощности		
	Уровень сигнала без кофра, $E_{н1}$, дБ (отн. мкВ/м)	Уровень сигнала в кофре, $E_{н2}$, дБ (отн. мкВ/м)	Сравнение сигнала, $E_{н1} - E_{н2}$, дБ (отн. мкВ/м)
0,5	101,98	82,65	19,33
1,0	101,97	60,65	41,32
1,5	99,71	69,25	30,46
2,0	90,98	60,05	30,93
	Антенна на 3 м от ТС, укрытому кофром		
0,5	79,9	71,1	8,8
1,0	84,6	62,1	22,5
1,5	81,0	62,9	18,1
2,0	71,8	57,2	14,6

Экранирование кабеля приводит к ослаблению уровня сигнала на частотах свыше 500 МГц и менее значительному ослаблению на более низких частотах. По результатам расчета после экранирования предлагаемым покрытием наблюдается уменьшение размера контролируемой зоны в 2–3 раза.

Результаты измерений электромагнитных излучений ТС с применением экранирования при помощи кофра показали, что в случае расположения измерительной антенны вплотную к стойке с укрываемым ТС (генератором), наблюдается значительное ослабление сигнала во всем диапазоне частот.

Список используемых источников

1. Ковалева Т. Ю., Ермаков А. В., Ковалева А. Г., Андриященко М. С. Моделирование и синтез радиопоглощающих материалов для защиты наземной военной техники // Актуальные проблемы защиты и безопасности: материалы всерос. научн.-практ. конф. Т. 3. Санкт-Петербург, 2–5 апреля 2012 г. М. : ИД ФГБУ РАРАН, 2012. С. 225–230.

2. Ковалева Т. Ю., Ермаков А. В., Иванов А. В., Ковалева А. Г., Старобинец И. М. Результаты разработки селективных защитных материалов для подвижных объектов военной техники // Актуальные проблемы защиты и безопасности: материалы всерос. научн.-практ. конф. Т. 3. Санкт-Петербург, 5–7 апреля 2014 г. М. : ИД ФГБУ РАРАН, 2014. С. 379–385.

3. Ковалева Т. Ю. Звукорадиопоглощающее покрытие. Пат. 132923 Российская Федерация; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича». – 2013107890/08; заявл. 21.02.2013; опубл. 27.09.2013.

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ НА БАЗЕ АНАЛИЗА ТРАФИКА

Р.В. Киричек, А.А. Кулешов, А.Е. Кучерявый

С увеличением популярности беспилотных летающих аппаратов (БПЛА) и их доступности в 2014–2015 гг. значительно возросло число аварий и столкновений с препятствиями. В связи с этим, в 2015 г. в Российской Федерации, а также ряде других стран были приняты законы, регулирующие правила пилотирования и полетов БПЛА. Одним из основных положений данных законов явилась обязательная регистрация всех БПЛА тяжелее 250 граммов. В связи с появлением нормативно-правовой базы относительно БПЛА остро встает вопрос о незаконной эксплуатации незарегистрированных БПЛА лицами, не имеющими разрешения на выполнение полетов. Решением сложившейся ситуации является разработка аппаратуры, которая позволит зафиксировать факт запуска БПЛА, его координаты и координаты оператора, а также экстренно совершить посадку такого БПЛА. В статье предложен метод и алгоритм по обнаружению БПЛА и сопутствующих параметров полета на основе анализа сетевого трафика, перехваченного в радиоэфире.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, обнаружение, трафик, кадр, анализ, перехват

METHODS FOR DETECTION OF UNMANNED AERIAL VEHICLES BASED ON THE ANALYSIS OF NETWORK TRAFFIC

Kirichek R., Kuleshov A., Koucheryavy A.

With the increasing popularity of unmanned aerial vehicles (UAVs), and their availability in 2014-2015 significantly increased the number of accidents and collisions with obstacles. In this regard, in 2015 in the Russian Federation, as well as other countries the laws governing piloting rules and UAV flights were adopted. One of the main provisions of these laws was the mandatory registration of all UAV 250 grams heavier. In connection with the advent of the regulatory framework regarding the UAV sharply raises the question of the illegal exploitation of undocumented UAV persons who do not have permission to perform the flight. Decision of the situation is to develop equipment that will allow to fix the fact launch the UAV, its coordinates and the coordinates of the operator, as well as an emergency landing of the UAV. This paper proposes a method and an algorithm for the detection of UAVs and associated flight parameters based on the analysis of network traffic, intercepted the radio.

Key words: Unmanned aerial vehicle, detection, traffic, frame analysis, interception.

Обзор метода обнаружения БПЛА на основе анализа данных протокола MAVLink

Данный метод предоставляет возможность обнаружения БПЛА, а также оператора, управляющего им. Использование данного подхода целесообразно в случаях, когда управление осуществляется в реальном времени с помощью пульта дистанционного управления. Описанный метод подходит для большинства БПЛА общего пользования, реализованных на базе полетных контроллеров популярных торговых марок таких, как DJI Innovations, 3D Robotics, Blade, Parrot и др., а также большинства самодельных летательных аппаратов.

Исследования по тестированию метода обнаружения БПЛА на базе анализа сетевого трафика проводились в лаборатории Интернета Вещей СПбГУТ [1]. Один из сегментов модельной сети представлен в виде летающей сенсорной сети на базе квадрокоптеров IRIS+ от компании 3D Robotics [2, 3, 4]. На базе данного сегмента отрабатываются задачи по исследованию полного жизненного цикла размещения и обслуживания сети датчиков в отдаленных районах [5, 6], расчет оптимальных траекторий по облету сенсорных узлов [7], обнаружению преднамеренных электромагнитных воздействий на узлы сети и каналы связи [8], а также возможные методы деинсталляции сенсорной сети на завершающей стадии.

Рассмотрим упрощенную схему управление БПЛА на примере типового квадрокоптера с полетным контроллером Pixhawk от компании 3D Robotics (рис. 1).



Рис. 1. Схема управления БПЛА типового квадрокоптера с полетным контроллером Pixhawk

Как видно из рисунка 1 управление осуществляется с помощью приемопередатчика 3DR radio v2 по частоте 433 МГц и пульта дистанционного управления на частоте 2,4 ГГц. Информационный обмен осуществляется в пакетном режиме с использованием протокола MAVLink. Данный протокол не использу-

ет шифрование и применяется в большинстве БПЛА общего пользования самолетного и вертолетного типа.

Структура кадра в протоколе MAVLink была описаны в 2009 г. Лоренц Майером и находятся в открытом доступе (LGPL лицензия) [9].

На рисунке 2 представлена структура кадра в протоколе MAVLink. Длина кадра составляет от 8 до 263 байт. Кадр имеет типовые поля, характерные для кадров Ethernet: поле данных, служебные поля, контрольная сумма и др.

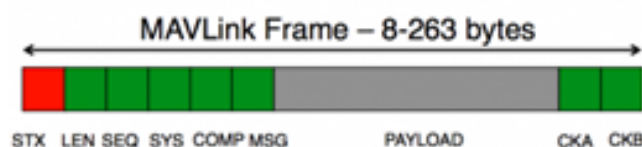


Рис. 2. Структура кадра в протоколе MAVLink

В таблице представлено описание различных типов кадров в протоколе MAVLink, допустимых значений и их особенностей.

ТАБЛИЦА. Описание различных типов кадров в протоколе MAVLink

	Знач. байта	Содержание	Значения	Особенности
STX	0	Packet start sign	v1.0: 0xFE (v0.9: 0x55)	Указывает на начало нового пакета
LEN	1	Payload length	0 - 255	Указывает длину следующего полезной нагрузки.
SEQ	2	Packet sequence	0 - 255	Каждый компонент подсчитывает его последовательность отправки. Позволяет обнаруживать потерю пакетов
SYS	3	System ID	1 - 255	Идентификатор передающей системе. Позволяет дифференцировать различные MAVS в той же сети.
COMP	4	Component ID	0 - 255	ID представляемого компонента. Позволяет дифференцировать различные компоненты системы, таким же, например, IMU и автопилот.
MSG	5	Message ID	0 - 255	Идентификатор сообщения - ID определяет, что полезной нагрузки "означает" и как она должна быть правильно декодировать.
PAYLOAD	6 to (n+6)	Data	(0 - 255) bytes	Данные сообщения, зависит от идентификатора сообщения.
CKA CKB	(n+7) to (n+8)	Checksum (low byte, high byte)	ITU X.25 / SAE AS-4 хэш, за исключением стартового пакета знака, так байта 1 .. (n + 6). Примечание: сумма также включает в себя MAVLINK_CRC_EXTRA (Количество вычисляется из полей сообщения защищает пакет от декодирования другую версию тот же самый пакет, но с различными переменными).	

Ниже представлен пример структуры перехваченного кадра MAVLink и его расшифровка, согласно таблице.

Пакет: 000001 01:41:58.680 FE 19 D3 01 01 16 00 00 00 00 10 01 B6
 00 43 4F 4D 50 41 53 53 5F 4C 45 41 52 4E 00 00 00 02
 000002 01:41:58.682 43 12

- 0) FE начало пакета.
- 2) d3 позволяет обнаруживать потерю кадров. 211(dec).
- 3) 01 позволяет идентифицировать аппарат.
- 4) 01 позволяет идентифицировать датчики в аппарате.
- 5) 16 позволяет определить, тип сообщения и метод его декодирования.
- 6) 00 00 00 00 10 01 B6 00 43 4F 4D 50 41 53 53 5F 4C 45 41 52 4E 00 00 00 02 полезное сообщение.
- 7–8) 43 12 контрольная сумма для проверки целостности кадра.

Преобразовав, данные полезного сообщения в кодировку win-1251 получим сообщение: COMPASS_LEARN и два числовых значения. Это значения с бортового компаса БПЛА [10].

Согласно предлагаемого метода, декодирование осуществляется на наземной станции или портативном приборе, обладающего соответствующей вычислительной мощностью. Для контроля канала взаимодействия БПЛА и оператора в радиозфере происходит постоянный обмен кадрами, содержащими параметр показателя уровня принимаемого сигнала RSSI (*Received Signal Strength Indicator*). Таким образом, осуществив перехват и последующий анализ данных кадров с параметрами RSSI возможно вычислить расстояние между источником сигнала (БПЛА) и приемником (пульт дистанционного управления). Кроме этого, получив значения RSSI в трех разных точках нахождения БПЛА, а также параметры с бортового GPS-приемника БПЛА можно составить уравнения [11]:

$$EO = \sqrt{(x_o - x_e)^2 + (y_o - y_e)^2 + (z_o - z_e)^2},$$

$$BO = \sqrt{(x_o - x_b)^2 + (y_o - y_b)^2 + (z_o - z_b)^2},$$

$$CO = \sqrt{(x_o - x_c)^2 + (y_o - y_c)^2 + (z_o - z_c)^2},$$

где координаты точки О – местоположение пульта дистанционного управления (ПДУ), а координаты точек Е, В и С – местоположение БПЛА. Обнаружив местоположение ПДУ возможно задержать оператора БПЛА.

На рисунке 3 представлена схема определения координат ПДУ по расстоянию в разный момент времени полета БПЛА.

Альтернативный вариант обнаружения ПДУ возможен с помощью перехвата кадров, содержащих GPS координаты ПДУ. Как показал натурный эксперимент, данные кадры передаются в канале связи для использования вспомогательных функций БПЛА, например функция «следуй за мной», но стоит отметить, что такой тип кадров поддерживается не во всех типах БПЛА.

Основываясь на вышеизложенном, был разработан алгоритм нахождения ПДУ (рис. 4), который лег в основу разработки специализированного портативного программно-аппаратного комплекса по обнаружению и контролю незаконных запусков БПЛА общего пользования.

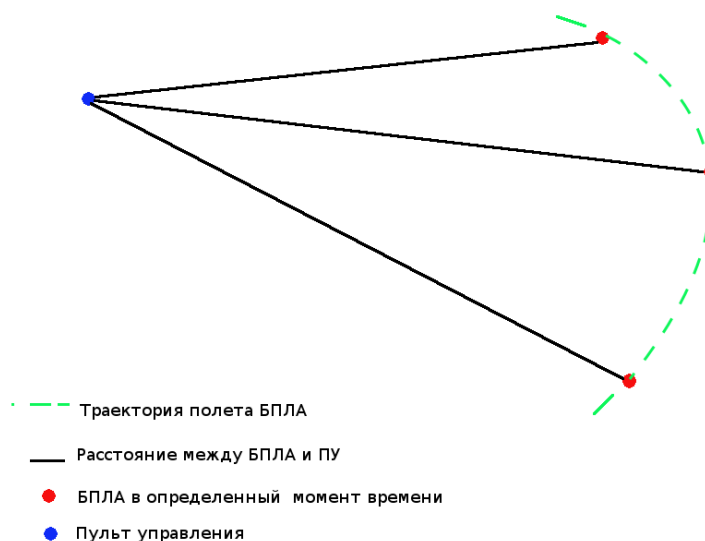


Рис. 3. Схема определения координат ПДУ по расстоянию в разный момент времени полета БПЛА

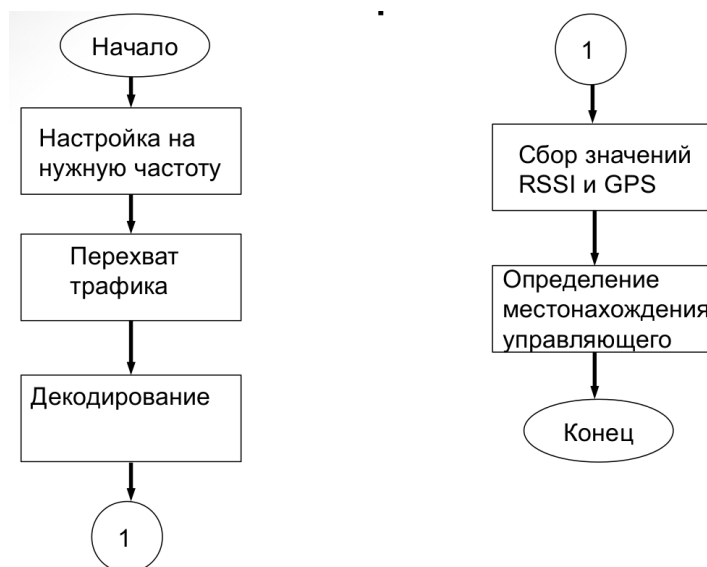


Рис. 4. Алгоритм нахождения ПДУ на базе анализа трафика

Заключение

Предложенный метод позволяет с помощью перехвата и расшифровки трафика между БПЛА и ПДУ зафиксировать факт запуска БПЛА, его координаты и координаты оператора, а также экстренно совершить посадку такого БПЛА. Одной из основных проблем на сегодняшний день является зашумленность каналов 433 МГц и 2,4 ГГц, что затрудняет процесс перехвата соответствующих данных из общего радиоэфира. Данный метод не потеряет свою актуальность в ближайшем будущем в связи с тем, что введен запрет на шифрование каналов связи БПЛА общего пользования. После проведения серии экспериментальных работ авторами будут представлены материалы, которые покажут особенности применения данного метода при различных уровнях зашумления канала.

Список используемых источников

1. Kirichek R., Koucheryavy A. Internet of Things Laboratory Test Bed // Lecture Notes in Electrical Engineering – Heidelberg: Springer, 2016. Т. 348. PP. 485–494.
2. Кучерявый А. Е., Владыко А. Г., Киричек Р. В., Парамонов А. И., Прокопьев А. В., Богданов И. А., Дорт-Гольц А. А. Летящие сенсорные сети // Электросвязь. 2014. № 9. С. 2–5.
3. Киричек Р. В., Владыко А. Г., Захаров М. В., Кучерявый А. Е. Модельные сети для Интернета Вещей и программируемых сетей // Информационные технологии и телекоммуникации. 2015. № 3 (11). С. 17–26.
4. Kirichek R., Vladiko A., Zakharov M., Koucheryavy A. Model networks for Internet of Things and SDN // 18th international conference on advanced communication technology (ICACT). Phoenix Park, Korea : IEEE, 2016. PP. 76–79.
5. Koucheryavy A., Vladiko A., Kirichek R. State of the Art and Research Challenges for Public Flying Ubiquitous Sensor Networks // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems / Ed. by S. Balandin, S. Andreev, Y. Koucheryavy. Springer International Publishing Switzerland. 2015, LNCS. Vol. 9247. PP. 299–308.
6. Кучерявый А. Е., Владыко А. Г., Киричек Р. В. Теоретические и практические направления исследований в области летающих сенсорных сетей // Электросвязь. 2015. № 7. С. 9–11.
7. Kirichek R., Paramonov A., Vareldzhyan K. Optimization of the UAV-P's motion trajectory in public flying ubiquitous sensor networks (FUSN-P) // Lecture Notes in Computer Science. 2015. PP. 352–366.
8. Hoang T., Kirichek R., Paramonov A., Koucheryavy A. Influence of intentional electromagnetic interference on the functioning of the terrestrial segment of flying ubiquitous sensor network // Lecture Notes in Electrical Engineering. 2016. Т. 376. PP. 1249–1259.
9. MAVLink Micro Air Vehicle Communication Protocol [Электронный ресурс] // Message Specification. URL: <http://qgroundcontrol.org/mavlink/start> (дата обращения: 15.03.2016).
10. MAVLINK Common Message Set [Электронный ресурс] // MAVLink Protocol. URL: <https://pixhawk.ethz.ch/mavlink/> (дата обращения: 18.03.2016).
11. Kirichek R., Grishin I., Okuneva D., Falin M. Development of a node-positioning algorithm for wireless sensor networks in 3D space // 18th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT). Phoenix Park, Korea : IEEE, 2016. PP. 279–282.

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ ДАННЫХ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА ПРЯМОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКА

О.С. Когновицкий

Широкополосные сигналы позволяют обеспечить высокую помехоустойчивость передачи данных в канале при соотношении сигнал/шум по мощности близком к единице, а при определенных условиях и ниже единицы. Широкое применение сегодня они находят, прежде всего, в беспроводных системах передачи данных. Актуальной задачей является выбор широкополосных сигналов и их обработка. Рассматривается возможность повышения скорости передачи данных.

Ключевые слова: расширение спектра, шумоподобный сигнал, вероятность ошибки

WIDEBAND DATA SIGNALS WITH DIRECT SEQUENCE SPREAD SPECTRUM AND THEIR PROPERTIES

Kognovitzkiy O.

Wideband signals allow high-level noise immunity in data transmission channels when signal-to-noise ratio is close to one or less than one under certain conditions. Nowadays wideband signals are commonly used in wireless data transmission systems. One of the modern tasks is the selection and processing of wideband signals. Possibility of data rate increasing is also introduced.

Key words: spectrum spreading, noise-shaped signal, probability of error

В настоящее время в телекоммуникационных системах передачи данных, системах управления, радиолокации и навигации все шире применяют специальные сигналы, называемые широкополосными (ШПС) [1]. Наибольшее применение ШПС находят сегодня в беспроводных сетях передачи данных. Интерес к ШПС не только не ослабевает, а напротив – только усиливается с развитием и внедрением новых инфокоммуникационных технологий.

Свойства широкополосных сигналов, в сочетании с оптимальными методами их обработки, позволяют обеспечить высокую помехоустойчивость передачи данных в канале при соотношении сигнал/шум по мощности близком к единице, а при определенных условиях и ниже единицы. В этом случае передаче полезных данных в канале практически невозможно заметить и, тем более, распознать их.

Различают три метода расширения спектра сигнала – прямой последовательности, частотных скачков и временных сдвигов. Рассмотрим первый из них – метод расширения спектра прямой последовательностью (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum) [1].

Важнейшей особенностью расширяющих спектр последовательностей является то, что их свойства должны быть похожи на свойства шума. Поэтому их часто называют шумоподобными. Для таких сигналов характерно, что их спектральные и корреляционные характеристики практически совпадают с аналогичными характеристиками шума. Поэтому на практике такие шумоподобные сигналы используют в качестве носителей информации, особенно конфиденциальной, передачу которой сложно распознать. В то же время, адресат, которому эта информация предназначена, должен легко распознавать процесс передачи ему информации и извлекать из шумоподобного сигнала передаваемую ему информацию. Для этого получатель должен знать структуру шумоподобного сигнала и, более того, иметь возможность воспроизводить такой сигнал на приеме.

К числу наиболее широко применяемых и в то же время самых простых псевдослучайных последовательностей для расширения спектра относятся последовательности максимальной длины или М-последовательности, формируемые регистрами сдвига с обратными связями (РОС). Достоинством таких

последовательностей является то, что они просто реализуются, сравнительно легко обрабатываются и могут иметь довольно большую длину.

Одним из естественных показателей эффективности широкополосных сигналов является коэффициент расширения спектра сигнала данных, который определяется как отношение ширины полосы сигнала после расширения спектра F_p к ширине полосы сигнала данных F_d до расширения спектра. Этот же коэффициент может быть определен как отношение скорости передачи сигналов (чипов) расширяющей последовательности R_p к скорости передачи сигналов

данных R_d от источника, т. е. $K = \frac{R_p}{R_d}$. При длительности расширяющей последовательности M бит, приходящейся на длину элементарного сигнала данных

t_0 , длина отдельного чипа будет равна $\tau = \frac{t_0}{M}$. Тогда скорость передачи чипов

будет $R_p = \frac{1}{\tau} = \frac{M}{t_0} = MR_d$. Следовательно, коэффициент расширения спектра сигнала

данных равен $K = \frac{R_p}{R_d} = \frac{MR_d}{R_d} = M$.

Как известно [1, 2], для получения высокой помехоустойчивости коэффициент расширения спектра K выбирают на много больше единицы. В то же время, с увеличением коэффициента расширения спектра снижается коэффициент G использования пропускной способности канала $G = \frac{R_d}{R_p} = \frac{1}{K}$. Поэтому ха-

рактеристики широкополосной системы передачи информации могут существенно отличаться (варьироваться) в зависимости от конкретных требований к той или иной системе.

В самом простом и наиболее часто применяемом способе расширения спектра случайные двоичные импульсные сигналы данных «0» и «1» модулируют псевдослучайную последовательность максимальной длины с периодом $M = 2^m - 1$. При этом униполярные (однополярные) двоичные символы данных складываются по модулю 2 с M -последовательностью (или её участком). В этом случае нулевой (бестоковый) сигнал данных, например, "0", передаётся «прямой» M -последовательностью, а единичный (токовый) сигнал, например, «1», – инвертированной.

В других широкополосных системах передачи данных для повышения помехоустойчивости используют "противоположные" двоичные сигналы, в частности биполярные сигналы. В этом случае процедура модуляции сводится к перемножению сигнала данных и биполярной M -последовательности. При умножении положительного сигнала данных (+1) на биполярную расширяющую последовательность будет передаваться «прямая» M -последовательность, в которой полярность чипов не меняется. Напротив, отрицательный сигнал данных будет передаваться M -последовательностью с обратной полярностью чипов. Такой способ расширения спектра применяется в синхронных системах

с когерентным приемом. В качестве опорной выступает M -последовательность известной структуры и с известной начальной фазой рекуррентной последовательности. Поэтому, прежде чем начать выделять информационные биты, система должна войти в тактовый синхронизм по чипам, а затем в синхронизм по сигналам данных длительностью t_0 . Будем предполагать, что система уже вошла в синхронизм. Выделение сигналов данных можно производить на основе различных алгоритмов обработки «прямой» и инвертированной («обратной») M -последовательностей. Наиболее широкое применение в широкополосных системах передачи данных в настоящее время находит алгоритм, основанный на взаимной корреляции между опорной и принимаемой M -последовательностями. Если, например, принимаемая биполярная M -последовательность длины M совпадает с «прямой» и не содержит ошибок, то функция взаимной корреляции с опорной «прямой» M -последовательностью будет положительной и равной M . Если же принятая биполярная M -последовательность совпадает с «обратной», т. е. инвертированной последовательностью, и не содержит ошибок, то функция взаимной корреляции с опорной «прямой» M -последовательностью будет отрицательной и равной $(-M)$. При наличии ошибок абсолютное значение функции взаимной корреляции (ВКФ) будет меньше M .

Таким образом, по значению и знаку ВКФ принимается решение о принятой M -последовательности – «прямой» или «обратной» и, соответственно, о значении принятого бита данных.

Очевидно, что в рассмотренном выше случае для передачи двоичных сигналов данных используется только одна «прямая» M -последовательность с заранее определенной начальной фазой и «обратная» ей, а в качестве опорной на приеме – только одна, например, «прямая», M -последовательность.

Вместе с тем, при расширении спектра прямой M -последовательностью с периодом $M = 2^m - 1$, можно с тем же коэффициентом расширения спектра K и в той же полосе частот повысить скорость передачи данных R_d в m раз. Этого эффекта можно достичь тем, что m бит данных будут кодироваться начальными m элементами M -последовательности и передаваться одним периодом расширяющей последовательности. Таким образом, увеличение скорости передачи данных в m раз в той же полосе приводит к повышению коэффициента использования полосы пропускания также в m раз, т. е. составит $G = \frac{m \cdot R_d}{R_p} = \frac{m}{K}$.

Одновременно увеличение скорости вызовет снижение помехоустойчивости вследствие того, что на приемной стороне теперь необходимо будет обрабатывать и различать не две последовательности, как в предыдущем случае, с кодовым расстоянием $d_1 = M = 2^m - 1$, а 2^m эквидистантных M -последовательностей (с учетом нулевой) с кодовым расстоянием $d_2 = \frac{M+1}{2} = 2^{m-1}$. Очевидно, что это уменьшает кратность корректируемых ошибок. Отсюда можно сделать вывод, что чем больше период расширяющей M -

последовательности, тем больше кодовое расстояние и, как следствие, больше кратность исправляемых ошибок. Однако, увеличение периода M -последовательности ведет к повышению канальной скорости передачи чипов, а значит к уменьшению длительности τ элементарного чипа и снижению помехоустойчивости. Поэтому окончательный выбор периода M -последовательности необходимо делать исходя из целевого назначения и требований к широкополосной системе передачи данных.

Проведем сравнение обоих способов применительно к каналу АБГШ в предположении, что по нему будут передаваться импульсы прямоугольной формы. При этом ограничимся рассмотрением только биполярных двоичных последовательностей.

Вероятность ошибки не расширенного по спектру элементарного (битового) сигнала в канале АБГШ с равновероятными символами «0» и «1» и антиподными (противоположными) сигналами равной энергии определяется выражением:

$$p_1 = Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}}\right) = P_b, \quad (1)$$

где $Q(x)$ – интеграл вероятности ошибки, $\frac{E_b}{N_0}$ – отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума.

В результате расширения спектра M -последовательностью с периодом M вероятность ошибки чипа в том же канале определяется аналогично выражением:

$$p_2 = Q\left(\sqrt{\frac{2}{M}\frac{E_b}{N_0}}\right). \quad (2)$$

Зависимости этих вероятностей ошибок от соотношения сигнал/шум в дБ представлены на рисунке 1, где $P1(y)$ – вероятность битовой ошибки в последовательности двоичных биполярных сигналов без расширения спектра; $r1(y)$ и $r2(y)$ – вероятности ошибок чипа в расширяющей спектр M -последовательности с периодом $M_1 = 15 (m_1 = 4)$ и $M_2 = 31 (m_2 = 5)$ соответственно.

Определим теперь вероятность ложного (неправильного) распознавания M -последовательности на приеме для обоих рассматриваемых случаев.

В первом случае, когда обрабатываются только две биполярные последовательности, «прямая» и инверсная, имеющие между собой расстояние Хемминга $d_1 = M = 2^m - 1$, вероятность ложного распознавания приближенно можно оценить с помощью выражения:

$$P_3 = 1 - \sum_{k=0}^{\frac{d_1-1}{2}} C_M^k (p_2)^k (1-p_2)^{M-k}. \quad (3)$$

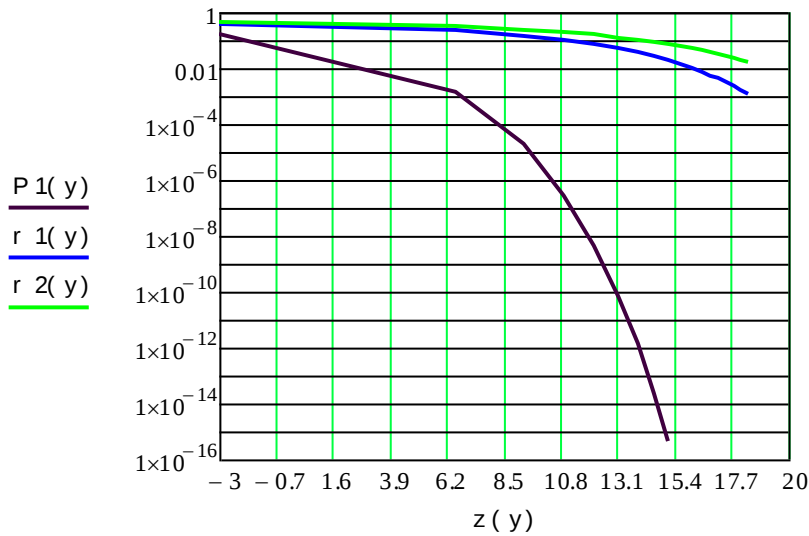


Рис. 1. Зависимости вероятностей ошибок от соотношения сигнал/шум в дБ,

Во втором случае, с увеличением скорости передачи данных в t раз и при распознавании некоторой определенной M -последовательности из $(M+1)$ -ой возможных, вероятность ложного распознавания может быть приближенно оценена по аналогичной формуле с другим верхним пределом суммирования:

$$P_4 = 1 - \sum_{k=0}^{\frac{d_2-1}{2}} C_M^k (p_2)^k (1-p_2)^{M-k}. \quad (4)$$

где p_2 – вероятность ошибочного приема чипа, определяемая по формуле (2) для соответствующего периода M -последовательности.

Тогда вероятность ошибочного распознавания одного исходного битового сигнала данных в первом случае P_{3b} будет равна (3). Для второго случая расширения спектра с увеличением скорости в t раз усредненную вероятность битовой ошибки можно приближенно оценить как $P_{4b} = \frac{P_4}{M}$.

Зависимости этих вероятностей ошибок от соотношения сигнал/шум представлены на рисунке 2, где $P2(y)$ и $P3(y)$ – вероятности битовой ошибки при расширении спектра «прямой» и инверсной M -последовательностью для $M_1=15 (m_1=4)$ и $M_2=31 (m_2=5)$ соответственно; $P4(y)$ и $P5(y)$ – вероятности битовых ошибок при расширении спектра M -последовательностями с увеличением скорости в t раз соответственно для $M_1=15 (m_1=4)$ и $M_2=31 (m_2=5)$. Из представленных графиков на этом рисунке видно, что увеличение скорости передачи данных привело к снижению достоверности.

В таблице 1 приведены сравнительные характеристики, рассчитанные по формулам (2)–(4), для соотношения сигнал/шум $\frac{E_b}{N_0}$, равном 13 дБ.

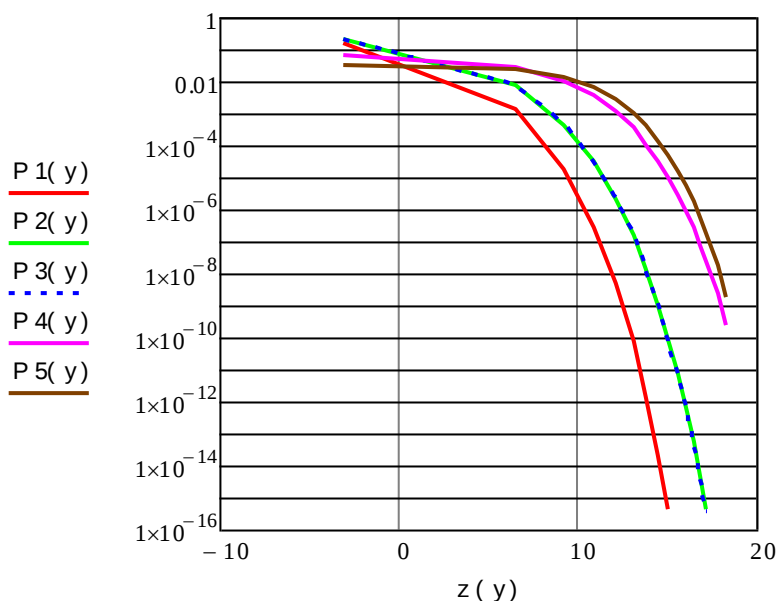


Рис. 2. Зависимости от соотношения сигнал/шум вероятностей ошибок на бит, оставшихся после обработки M -последовательностей

ТАБЛИЦА 1. Сравнительные характеристики рассмотренных методов расширения спектра двоичных биполярных сигналов данных

Скорость ПД R_D , бит/с; Длина M	Коэфф. расшир. спектра, K	Сотнош. сигнал / шум, дБ	Вероятность ошибки в чипе и расстояние Хемминга	Остаточная вероятность битовой ошибки, P_b	Коэффициент использования полосы частот, G
<i>Простая передача сигналов данных (без расширения спектра)</i>					
9600	1	13		$5 \cdot 10^{-11}$	1 (100 %)
<i>Традиционное расширение спектра «прямой» и «инверсной» M-последовательностью</i>					
9600 $M = 15$	15	4,43	$P_{\text{чипа}} = 0,047$ $d_{\min} = 15$	$1,13 \cdot 10^{-7}$	0,067 (6,7 %)
9600 $M = 31$	31	1,13	$P_{\text{чипа}} = 0,123$ $d_{\min} = 31$	$1,3 \cdot 10^{-7}$	0,032 (3,2 %)
<i>Расширение спектра с увеличением скорости передачи данных в m раз ($M = 2^m - 1$)</i>					
38400 $M = 15$	15	4,43	$P_{\text{чипа}} = 0,047$ $d_{\min} = 8$	$2,9 \cdot 10^{-4}$	0,266 (26,6 %)
48000 $M = 31$	31	1,13	$P_{\text{чипа}} = 0,123$ $d_{\min} = 16$	$9,5 \cdot 10^{-4}$	0,161 (16,6 %)

Таким образом, результаты анализа рассмотренных методов расширения спектра в широкополосных системах на основе прямых последовательностей и корреляционной обработки показывают, что, меняя коэффициент расширения спектра, можно обеспечить высокую достоверность передачи при выполнении требований по скорости передачи в заданной полосе или увеличить скорость передачи данных при удовлетворении требований по достоверности.

Тем не менее, полезно провести сравнение и с другими, в том числе новыми, алгоритмами обработки расширяющих спектр последовательностей, в частности, с алгоритмами на основе двойственного базиса [3].

Список используемых источников

1. Борисов В. И., Зинчук В. М., Лимарев А. Е., Шестопалов В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью. М.: РадиоСофт, 2011. 548 с. ISBN 978-5-93274-032-3.
2. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с. ISBN 978-5-94836-128-4.
3. Когновицкий О. С. Двойственный базис и его применение в телекоммуникациях. СПб.: Линк, 2009. 424 с. ISBN 978-5-98595-020-5.

МЕТОД КОНТРОЛЯ ШУМОВ КВАНТОВАНИЯ ВЕЙВЛЕТНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В ПЕРЦЕПЦИОННОМ СЖАТИИ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ

Ю.А. Ковалгин, Д.Р. Фадеев

Излагается разработанный метод адаптации психоакустической модели ААС к вейвлетному домену.

Ключевые слова: шумы квантования, компрессия цифровых аудиоданных, вейвлетный домен кодека

A METHOD OF CONTROLLING THE QUANTIZATION NOISE OF THE WAVELET COEFFICIENTS IN PERCEPTUAL COMPRESSION OF AUDIO SIGNALS

Fadeev D., Kovalgin Y.

Discusses the quantization noise arising in the codec working in wavelet space, and the method of adaptation psychoacoustic model AAS (AMP AAS) to the calculation of the masking performed in the wavelet domain.

Key words: the quantization noise, compression of digital audio data, wavelet-domain codec

Вычисление порога маскировки непосредственно в домене вейвлетного преобразования имеет ряд важных преимуществ. Метод позволяет увеличить скорость вычислений, так как отпадает необходимость в дополнительных ранее применяемых преобразованиях, вследствие чего сложность расчетов уменьшается. Это более простой алгоритм, позволяющий выполнять все операции в одном домене с учетом его особенностей. Однако дискретное вейвлетное преобразование не обеспечивает компактного представления распределения энергии для чистых тонов.

Снижение скорости цифрового потока при кодировании высококачественных звуковых сигналов радиовещания и телевидения обеспечивают алгоритмы, используемые в стандарте MPEG-4 ISO/IEC 14496-3 в квантовании коэффициентов вейвлетного преобразования. Однако указанное преобразование не обеспечивает компактного представления распределения энергии для чистых тонов [1].

В качестве примера на рисунке 1 показаны ступенчатые функции распределения энергии вейвлетных коэффициентов $S(k)$, в дБ, в 28 полосах кодирования для тона с частотой 10 000 Гц. Вейвлетное преобразование исходного сигнала было выполнено с использованием вейвлетов Добеши 4 (сплошная линия) и Добеши 20 (пунктирная линия). Даже вейвлет Добеши 20 (рис. 1) с длиной импульсной характеристики 40 отсчетов, лишь частично повышает локализацию энергии вейвлетных коэффициентов для тональных сигналов.

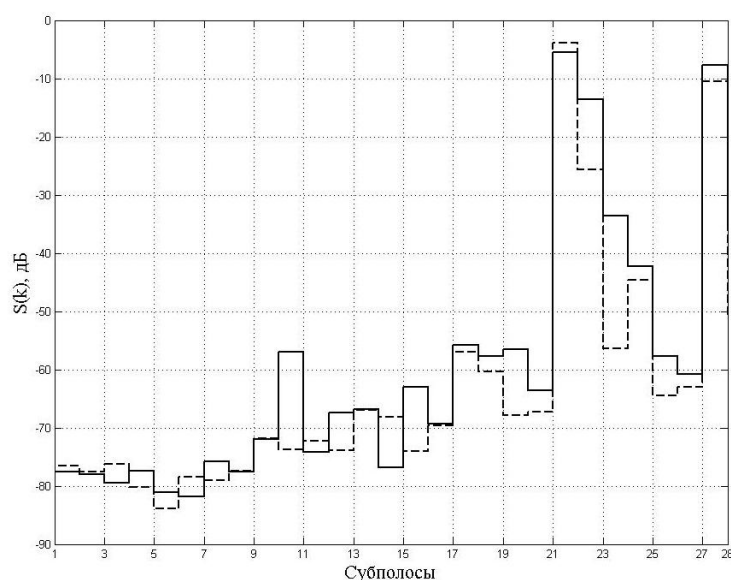


Рис. 1. Энергетический спектр вейвлетных коэффициентов для тонального сигнала частотой 10 000 Гц

Так как вейвлетное преобразование обладает плохой частотной локализацией энергии тональных сигналов в спектре вейвлетных коэффициентов, то пороги маскировки, полученные на основе вычисления энергии вейвлетных полос, как показали проведенные исследования, не соответствуют в полной мере необходимым значениям [2]. Для улучшения эффективности работы вейвлетного кодека требуется более точный расчет порога маскировки для каждой полосы при квантовании вейвлетных коэффициентов.

Вследствие недостаточной избирательности анализирующих фильтров кодера фильтры шумы квантования, появляющиеся на одном уровне вейвлетного преобразования, после восстановления выборки сигнала в декодере будут присутствовать с разным уровнем в различных участках частотного спектра. Следовательно, при расчете порога маскировки в случае с вейвлетами необходимо

учитывать не только область частот вблизи маскирующего сигнала, но и другие, несмежные с ним, области [3].

Энергетические частотные спектры вейвлетных коэффициентов, представленные на рисунках 2 и 3, показывают, что вне зависимости от терминального узла, шумы квантования при обратном дискретном вейвлетном преобразовании в разной степени распространяются по всему частотному спектру (при наличии шума в анализирующем дереве фильтров только в одной полосе кодирования). При этом имеет место сложная по форме огибающая частотного спектра.

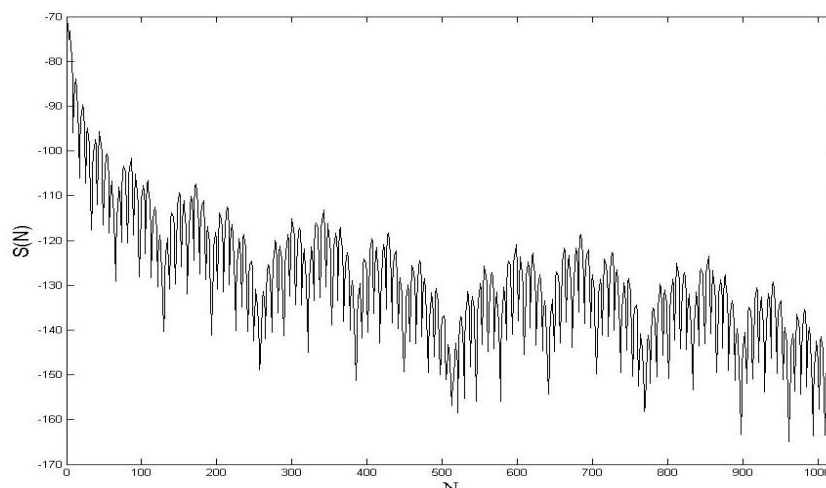


Рис. 2. Энергетический частотный спектр вейвлетных коэффициентов для шумов квантования при наличии шума в полосе 1. Вейвлет Добеши 4

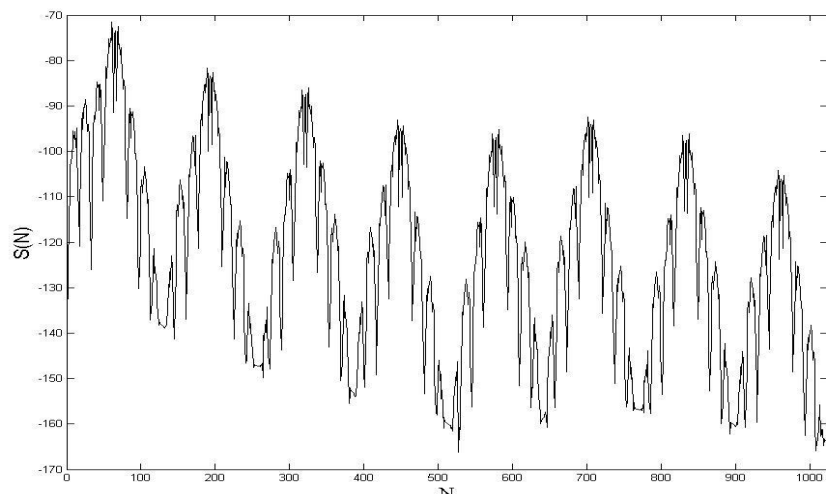


Рис. 3. Энергетический частотный спектр вейвлетных коэффициентов для шумов квантования при наличии шума в полосе 9. Вейвлет Добеши 4

Выходом адаптируемой ПАМ_ААС является вектор из 49 значений отношения сигнал-маска (в случае с длинным блоком и частотой дискретизации 44100 Гц). На рисунке 4 спектральные линии энергетического частотного спектра восстановленного сигнала сгруппированы в соответствии с правилом [1]:

$$T(sb) = \max[S(N_L(sb): N_H(sb))],$$

где $T(sb)$ – максимальный уровень энергии сигнала в полосе психоакустического анализа sb , дБ, $N_L(sb)$ – номер (индекс) спектральной линии, соответствующей нижней граничной частоте полосы психоакустического анализа sb , $N_H(sb)$ – номер спектральной линии, соответствующей верхней граничной частоты полосы психоакустического анализа sb .

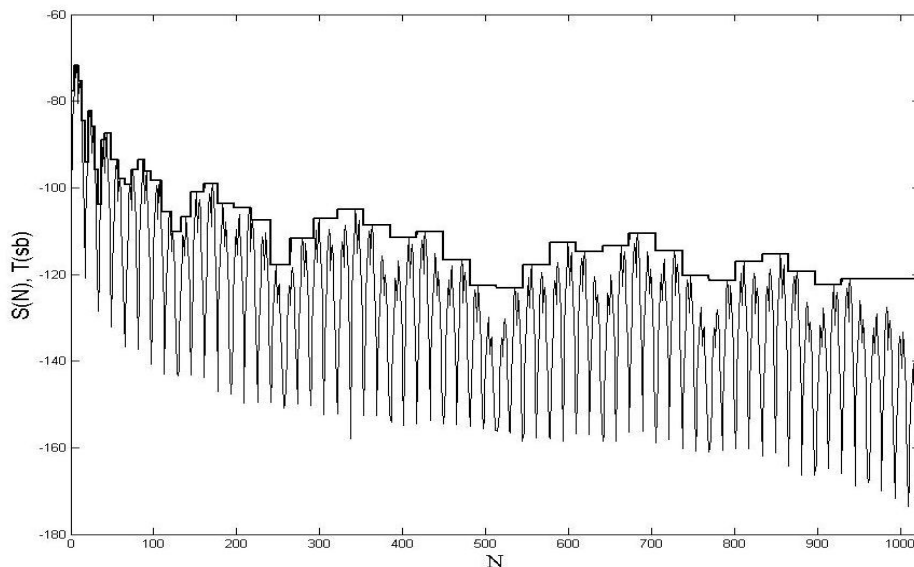


Рис. 4. Значения энергии шумов квантования, вычисленные для полос психоакустического анализа ПАМ_ААС

Данный подход позволяет описать в виде вектора, состоящего из 49 элементов, энергетический спектр шумов квантования для каждого терминального узла вейвлетного дерева в отдельности. В данном случае мы имеем матрицу **М** размерностью 28x49, состоящую из 28 строк и 49 столбцов. Элементами матрицы являются значения энергии шумов квантования, выраженные в дБ. При наличии подобной матрицы для максимального уровня энергии шумов квантования остальные значения могут быть получены по правилу [2]:

$$N_L = N_{\max} - 6,02 \cdot L, \text{ дБ},$$

где $N_{\max}$ – максимальный уровень энергии шумов квантования (для кодового слова длиной 2 бита), L – количество битов, используемых для кодирования вейвлетных коэффициентов в рассматриваемой полосе (без учета знакового бита).

Схема расчета значений энергии шумов квантования для одной строки матрицы **М** для полосы 4 приведена на рисунке 5. В начале расчета синтезируется дерево нулевых вейвлетных коэффициентов, т. е. содержащее в качестве коэффициентов вейвлетного преобразования только нулевые значения. К одному из терминальных узлов (в примере на рисунке 5 это узел 4) подключается генератор белого шума, имитирующий шумы квантования максимального уровня.

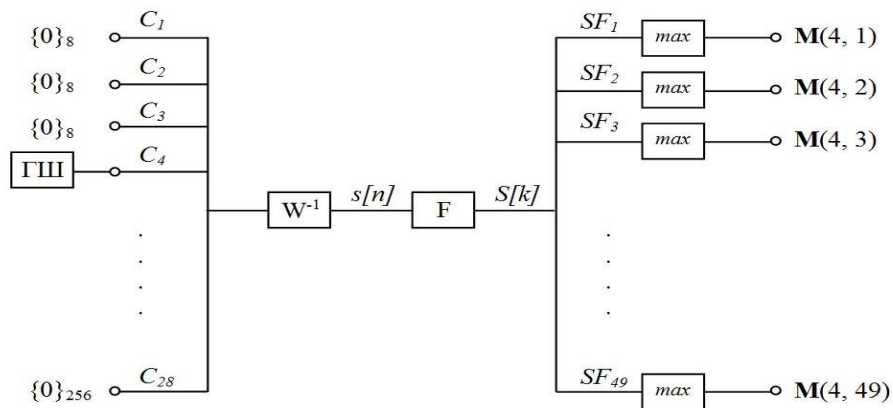


Рис. 5. Схема вычисления строки матрицы **M**

После этого выполняется обратное вейвлетное преобразование, восстанавливающее исходный сигнал во времени $s[n]$ и вычисляется его амплитудный спектр $S[k]$. Далее спектральные линии группируются в соответствии с полосами психоакустического анализа ПАМ ААС (SF_i). Для каждой полосы анализа ПАМ_ААС определяется максимальное значение энергии. Это значение сохраняется в качестве соответствующего элемента матрицы шумов квантования **M**.

На рисунке 6 дано семейство уровней энергии шумов квантования при наличии источника шума в первом терминальном узле для 1000 итераций. По оси абсцисс отложен индекс спектральной компоненты, по оси ординат – выраженный в дБ максимальный уровень энергии шумов квантования в полосе психоакустического анализа ПАМ-ААС. Как следует из рисунка, имеет место некоторый разброс значений максимумов в среднем около 10 дБ.

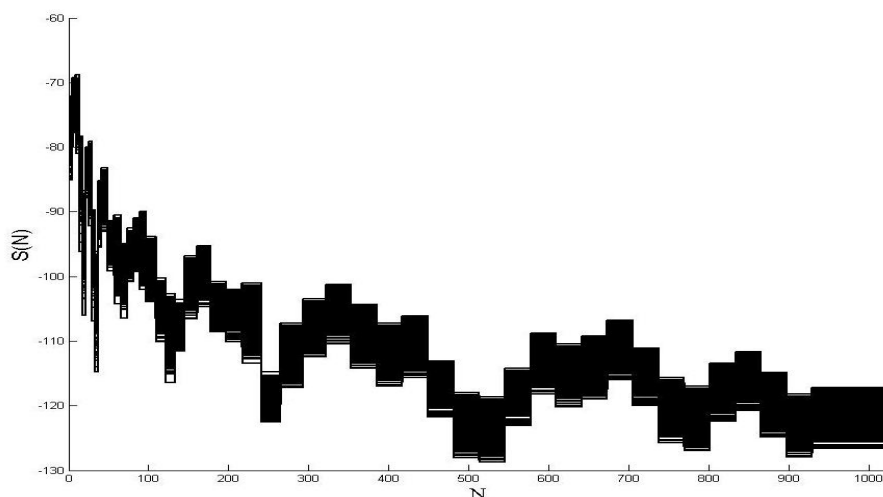


Рис. 6. Семейство значений энергии шумов квантования вейвлетных коэффициентов при наличии шума в первом терминальном узле

В результате серии аналогичных экспериментов при фиксированном типе вейвлетной функции была получена матрица **M** размером 28x49. В конце каждой серии выполненных итераций оставались только максимальные значения

энергии шумов квантования для каждой полосы вейвлетного анализа. На рисунке 7 представлена визуализация матрицы $\mathbf{M}$ (28x45). Яркость элементов матрицы здесь говорит о величине энергии шума квантования, в дБ, в соответствии со шкалой, представленной справа от рисунка самой матрицы.

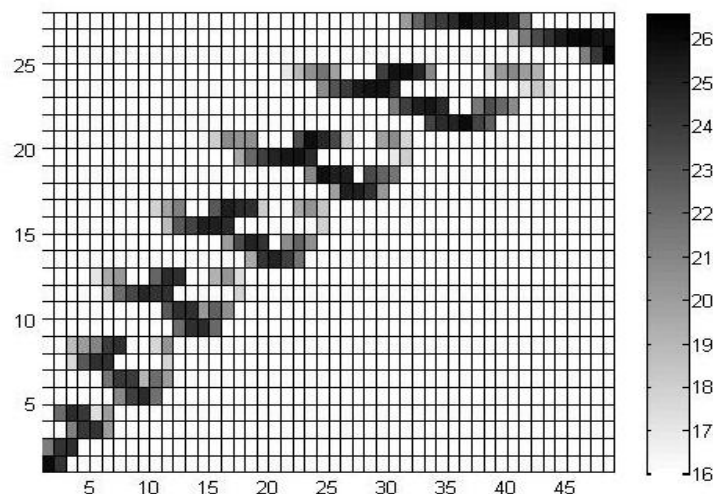


Рис. 7. Визуализация матрицы $\mathbf{M}$ (28x49)

Проверенный в работе анализ характера распределения уровня энергии шумов квантования вейвлетных коэффициентов по частоте позволяет предложить принцип прозрачного кодирования, основанный на контроле уровня допустимого уровня энергии шумов квантования в полосах кодирования.

В соответствии с принципами психоакустической компрессии для незаметного на слух устранения избыточности необходимо, чтобы значение энергии шумов квантования в соответствующей полосе кодирования оставалось ниже уровня маски, рассчитанной психоакустической моделью ПАМ_ААС.

Рассматривается энергетический спектр источника шумов квантования i -ой полосы (i -ая строка матрицы $\mathbf{M}$). Значения вектора уровня энергии шума квантования N_i в полосе кодирования i подвергаются масштабированию с шагом 6,02 дБ до тех пор, пока они еще находятся ниже порога маскировки $T(k)$ в каждой из 49 полос психоакустического анализа.

Как только будет достигнуто максимально допустимое значение уровня энергии шумов квантования, выбирается следующая строка матрицы $\mathbf{M}$. Ее значения перед проверкой на превышение порога маскировки поэлементно суммируются с рассчитанными ранее значениями энергии шумов квантования вейвлетных источников шума в каждой полосе. В результате этих итераций учитывается вклад шумов квантования вейвлетных коэффициентов каждой из 28 полос.

Процедура происходит итеративно до тех пор, пока не будет достигнуто наилучшее распределение допустимого значения энергии шумов квантования вблизи порога маскировки. Количество шагов масштабирования уровня энергии шумов квантования k -ой полосы определяет минимальное количество битов кодовых слов вейвлетных коэффициентов для данной полосы кодирования.

Список используемых источников

1. Ковалгин Ю. А., Вологдин Э. И. Аудиотехника : учебник для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2013. 742 с. ISBN 978-5-9912-0241-1.
2. Рогозинский Г. Г. Применение метода оптимизации вейвлетов в перцепционном кодировании звука // Радиотехника. 2010. № 5. С. 94–97.
3. Lee P. Wavelet Filter Banks in Perceptual Audio Coding, Master Thesis, University of Waterloo, Canada, 2003.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА АУТЕНТИФИКАЦИИ ДВОИЧНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ ПОМОЩИ ЦВЗ

В.И. Коржик, И.А. Тришневская

Аутентификация двоичных изображений является важным средством обеспечения информационной безопасности, особенно медицинских и полицейских баз данных. Однако известные методы аутентификации изображений с градациями серого и использования ЦВЗ не могут быть применены для решения непосредственно данной задачи. Поэтому предлагается техника с использованием сжатия арифметическими кодами некоторых функционалов двоичных изображений. Приводятся результаты экспериментов, которые показывают, что данный подход может обеспечить достаточную надежность аутентификации при одновременном выполнении высокого качества изображения сразу после вложения.

Ключевые слова: аутентификация, двоичные изображения, арифметическое кодирование

INVESTIGATION OF BINARY IMAGE AUTHENTICATION WITH THE USE OF DIGITAL WATERMARKING

Korzhik V., Trishnevskaya I.

Authentication of binary image is a very important approach in order to provide security especially of both medical and police databases. However it is impossible to use directly well-known methods of gray-scale image authentication with digital watermarking. The technique with the use of special image compression by arithmetic codes for solution of this problem is proposed. Experimental results regarding possible authenticator sizes and quality of images just after embedding are presented.

Keywords: binary images, authentication, arithmetic codes, texture of image

Аутентификация двоичных изображений (ДИ) является важным средством обеспечения информационной безопасности, особенно медицинских и полицейских баз данных.

Фундаментальной проблемой аутентификации ДИ является поиск метода вложения, который позволит затем восстановить исходное изображение без искажений.

Обычно вложение производится в цветные изображения или в изображения с градациями серого. Методы вложения основаны на том, что незначительное изменение в одном из цветовых каналов пикселя незаметно для челове-

ского глаза. Однако данные методы не могут быть применены к ДИ, так как заметно ухудшают качество исходного изображения.

В данной статье рассмотрен метод точной аутентификации ДИ, описанный в статье [1], который можно использовать для обнаружения несанкционированного изменения изображения.

Задача настоящей работы состоит в реализации данного алгоритма и проверке количества свободного места для вложения аутентификатора.

Сначала изображение делится на области 3×3 пикселя $X = (x_{ij})_{1 \leq i, j \leq 3}$, где $x_{ij} = 1$, если пиксель черный и $x_{ij} = 0$, если пиксель белый.

Затем для каждой области определяется дискриминационное отображение $d: X \rightarrow d(X)$:

$$d(X) = \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^2 |x_{i,j+1} - x_{ij}| - \sum_{j=1}^3 \sum_{i=1}^2 |x_{i+1,j} - x_{ij}|.$$

Определяется операция инвертирования центрального пикселя в области:

$$f: X \rightarrow f(X) = Y = (y_{ij})_{1 \leq i, j \leq 3},$$

$$y_{ij} = \begin{cases} x_{ij}, & \text{if } (i, j) \neq (2, 2), \\ |1 - x_{ij}|, & \text{if } (i, j) = (2, 2). \end{cases}$$

Теперь можно определить три типа областей: R – регулярные, S – сингулярные, U – неиспользуемые.

$$R = \{X \mid d(X) \neq 0 \ \& \ d(f(X)) > d(X)\},$$

$$S = \{X \mid d(f(X)) \neq 0 \ \& \ d(f(X)) < d(X)\},$$

$$U = \{X \mid d(X) = 0 \text{ or } d(f(X)) = 0 \text{ or } d(f(X)) = d(X)\}.$$

Очевидно, что $f(R) = S$, $f(S) = R$, $f(U) = U$.

Далее формируется RSU-последовательность σ и R -области заменяются на 1, S -области на 0, U -области на *nil*. Из полученной последовательности σ удаляются *nil*-области и $\{0, 1\}$ -последовательность сжимается с помощью адаптированного арифметического кодирования [2].

После сжатия формируется код идентификации сообщения (*message authentication code* – MAC) – последовательность двоичных символов, полученных из ДИ криптографическим алгоритмом (типичная длина аутентификатора 64–256 бит)

Проверяется, можно ли добавить MAC к сжатой последовательности. Если $n_T - n_C \geq n_0$, где n_T – общее число R и S областей, n_C – длина сжатой последовательности, n_0 – длина MAC, то можно дописать MAC к сжатой последовательности. Иначе данное изображение не подходит для вложения данных.

Затем $\{0, 1\}$ -последовательность трансформируется обратно в RS . (U -области сохраняются неизменными)

Если элементы полученной последовательности и исходной не совпадают, значение центрального пикселя в соответствующих областях меняется ($f(R) = S$, $f(S) = R$).

Для проверки подлинности изображения с ЦВЗ выполняются следующие действия:

1. Берется ДИ с вложенным МАС. Формируется RSU -последовательность и назначаются 1, 0 и nil , как при вложении.
2. $\{0,1\}$ -битный поток разделяется на МАС и сжатый $\{R,S\}$ -вектор. Последовательность декодируется.
3. Изображение обрабатывается с целью регулирования состояния всех R и S областей, инвертируя, если это необходимо, центральный пиксель в исходное положение. Таким образом, получается точная копия исходного сообщения.
4. Формируется МАС, соответствующий полученному изображению и сравнивается с извлеченным в п. 2. Если МАС совпадают, значит ДИ подлинное.

В процессе исследования была собрана статистика для 100 ДИ.

Результаты для первых десяти изображений представлены в таблице 1. Затем на основании статистики для 100 изображений построен график (рис. 1). Большая часть из них при сжатии дает достаточно места для вложения МАС (64–500 свободных бит). Однако, около 18 % исследованных изображений непригодны для вложения.

ТАБЛИЦА 1. Результаты расчетов для первых 10 изображений.
 N_R , N_S и N_U – количество R , S и U областей соответственно. $N_T = N_R + N_S$

Изображение	N_R	N_S	N_U	N_T	Длина сжатой последовательности	Количество свободных бит
0	10465	5367	13068	15832	14635	1197
1	9186	9246	10468	18432	18440	–8
2	15193	4557	9150	19750	15399	4351
3	6642	11571	10687	18213	17246	967
4	8641	9036	11223	17677	17678	–1
5	13191	5208	10501	18399	15823	2576
6	10537	7512	10851	18049	17690	359
7	11198	7748	9954	18946	18499	447
8	3343	4942	20615	8285	8069	216
9	15206	1687	12007	16893	7924	8969
10	16864	1396	10640	18260	7122	11138

Отрицательные значения последней колонки (табл. 1) указывают на то, что после арифметического кодирования длина последовательности, наоборот, увеличивается. Однако, в общем случае при достаточно большой последовательности арифметический кодер всегда приводит к возможности сжатия.

Далее была проверена связь между текстурностью изображения и количеством свободных бит после сжатия.

Текстурность была рассчитана как предлагается в [3]:

$$t_n = \frac{1}{n_1 \times n_2} \sum_{ij} (\max_k B_{ij}^k - \min_k B_{ij}^k).$$



Рис. 1. Кривая распределения частоты появления изображений для доступного объема вложения после сжатия

Значения рассчитывались для областей 2x2, 3x3, 5x5, 6x6 и 10x10 (табл. 2).

ТАБЛИЦА 2. Фрагмент таблицы текстурностей

Номера изображений	Количество свободных бит	Область 2x2	Область 3x3	Область 5x5	Область 6x6	Область 10x10
28	89	0.003	0.002	0.002	0.001	0.001
26	93	0.003	0.002	0.002	0.002	0.001
14	1422	0.005	0.007	0.006	0.005	0.004
15	1894	0.054	0.034	0.016	0.012	0.005
12	8247	0.059	0.052	0.036	0.027	0.011
35	3805	0.067	0.047	0.024	0.018	0.007
46	1151	0.068	0.042	0.023	0.018	0.008
36	1974	0.075	0.049	0.029	0.023	0.01
93	5519	0.091	0.065	0.034	0.026	0.01

Таким образом, в данном исследовании связи между текстурностью ДИ и его пригодностью к вложению МАС выявлено не было. Как видно по рисунку 1, существуют некоторые изображения, для которых невозможно вложение. В дальнейшем исследовать расширение класса изображений, которые при сжатии дают достаточное количество бит для вложения. Также необходимо найти параметры, связанные с количеством свободных бит, чтобы предположить возможность вложения до выполнения алгоритма.

Список используемых источников

1. Korzhik V., Morales-Luna G. and Zubarev M. Distortion Free Exact Authentication of Binary Images // Journal of latex class files, vol. 6, no. 1, January 2007.
2. Кудряшов Б. Д. Теория информации : учебник для вузов. СПб.: Питер, 2009. 322 с. ISBN 978-5-388-00178-8.
3. Fridrich J. Steganography in digital media // Cambridge University Press, 2009. 466 p. ISBN-10: 0521190193, ISBN-13: 978-0521190190.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ УЗЛОВ БЕСПРОВОДНОЙ САМООРГАНИЗУЮЩЕЙСЯ СЕТИ

А.И. Парамонов, Э.Ф. Хундонугбо

Одной из наиболее востребованных задач, в различных областях применения беспроводных сенсорных сетей, является позиционирование (локализация) узлов сети. В данной статье представлен сравнительный анализ наиболее известных принципов позиционирования, и зависимости ошибки позиционирования от относительной ошибки измерения расстояния и числа опорных узлов.

Ключевые слова: позиционирование, беспроводные сенсорные сети, локализация, сенсорные узлы

ANALYSIS OF METHODS OF NODE POSITION IN AN AD-HOC NETWORK

Paramonov A., Houndonougbo E.

This paper presents an analysis of the main characteristics of the most popular positioning methods in WSN. The paper discusses also the dependence of position error on the relative error in distance measurements and on the number of anchors, in order to determine, in the future, an optimal positioning method based on specific conditions and requirements.

Key words: wireless sensor networks, localization, positioning, sensor nodes

С развитием и широким проникновением беспроводных сенсорных сетей (БСС) в различные области техники расширяется и круг задач, связанных с анализом расположения объектов в пространстве, выбора траекторий и направлений (далее задач позиционирования). Решение задач позиционирования необходимо, как для обеспечения функционирования самой БСС, так и задач управления теми системами, в которых они применяются [1].

В общем случае, для решения задачи требуется обеспечение следующих условий: взаимной доступности узлов БСС, возможности измерения расстояния между узлами, наличие данных о координатах некоторой доли узлов сети.

Методы позиционирования предполагают обеспечение этих условий, однако средства и возможности их обеспечения могут быть различны. Целью данной работы является анализ основных характеристик известных методов для определения, в дальнейшем, формальной процедуры выбора оптимального метода для конкретных условий и требований.

Методы позиционирования

Взаимная доступность узлов сети обеспечивается технологией измерения расстояния между узлами, выбор которой должен учитывать целевое назначение и условия использования сети (среда распространения сигнала, масштабы сети, и др.). Известные технологии, основаны на передаче и приеме некоторых

измерительных сигналов, моделей затухания этих сигналов в среде распространения, измерении скорости их распространения, их направленного излучения и приема.

Известные методы позиционирования [2, 3, 4, 5] предполагают наличие некоторых опорных элементов сети, координаты которых известны с достаточной точностью. В общем случае, задача позиционирования включает в себя две основные подзадачи:

1. Вычисление координат при известных расстояниях между узлами, при наличии минимум трех опорных узлов [1].

2. Измерение расстояний или углов между узлами [1].

Каждая из этих подзадач может решаться различными методами, в зависимости от наличия исходных данных и требований к результатам.

Методы вычисления координат

Методы вычисления координат по данным о расстояниях до опорных элементов или о дирекционных углах сводятся к геометрической задаче. Они известны как методы линейной засечки, использующие принципы трилатерации, мультитлатерации и триангуляции [6]. Критерий выбора определенного метода, с учетом особенностей БСС, должен учитывать использование ресурсов сети и требования со стороны решаемой задачи.

Для исследования зависимости точности позиционирования от точности исходных данных и числа опорных узлов сети была построена имитационная модель БСС. Модельная сеть состоит из 100 узлов, распределенных случайным образом в прямоугольной 2D зоне 200x200 м.

В зоне обслуживания случайно выбирается точка p_0 , координаты которой требуется вычислить по данным о расстояниях от этой точки до соседних узлов $d(p_i, p_0)$. При определении расстояний до соседних узлов имитируется случайная ошибка ξ_{i0} измерения.

$$d(p_i, p_0) = \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2} + \xi_{ic}. \quad (1)$$

Задача мультитлатерации решается минимизацией выражения

$$(x_c, y_c) = \arg \min \sum_{i=1}^K (\sqrt{(x_i - x_c)^2 + (y_i - y_c)^2} - d(p_i, p_c))^2, \quad (2)$$

где K – количество опорных (соседних) узлов.

В результате имитационного эксперимента вычисляются координаты искомой точки и погрешность их оценки

$$d(p_0, p_c) = \sqrt{(x_0 - x_c)^2 + (y_0 - y_c)^2}. \quad (3)$$

На рисунке 1 (слева) приведена плотность вероятности ошибки при относительной ошибке измерения расстояния 30 %, когда опорными узлами являются все узлы, попадающие в радиус связи и его аппроксимация законом Релея. На рисунке 1 (справа) приведено аналогичное распределение при использовании трех опорных узлов.

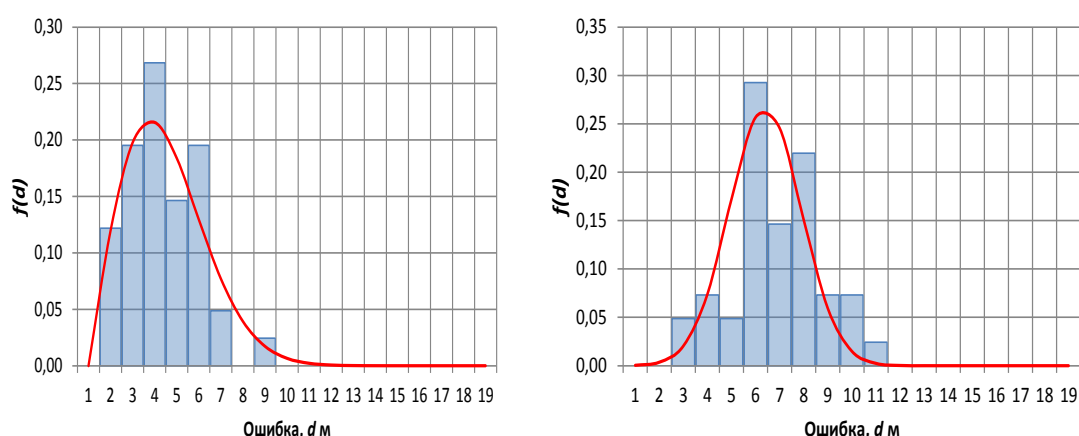


Рис. 1. Плотность распределения ошибки позиционирования

На рисунке 2 приведена зависимость ошибки локализации от числа используемых опорных узлов.

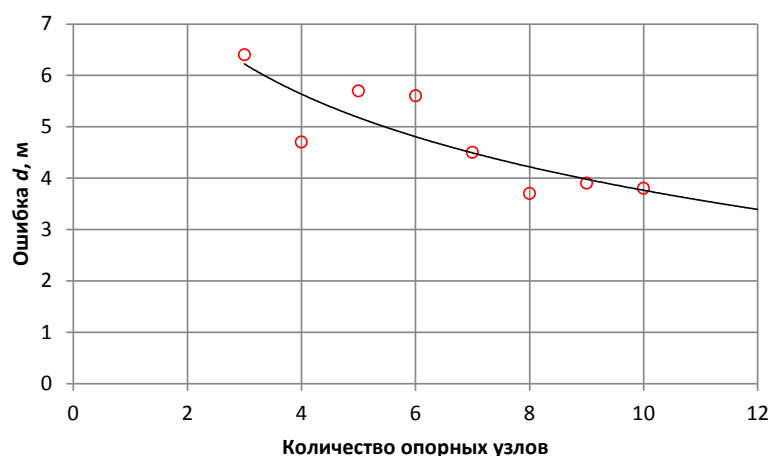


Рис. 2. Зависимость ошибки позиционирования от числа опорных узлов при относительной ошибке оценки расстояния 30 %

Полученные результаты показывают, что ошибка позиционирования уменьшается при увеличении количества опорных узлов. Распределение ошибки позиционирования близко к нормальному закону распределения при относительно малом числе опорных узлов и к распределению Рэлея при относительно большом их количестве.

На рисунке 3 показана зависимость ошибки позиционирования от относительной точности измерения расстояния. Число опорных узлов при решении задачи мультилатерации равно трем.

Таким образом, обеспечение необходимой точности может быть достигнуто как повышением точности измерения расстояния, так и увеличением количества опорных узлов. Оба способа сопряжены с определенными затратами.

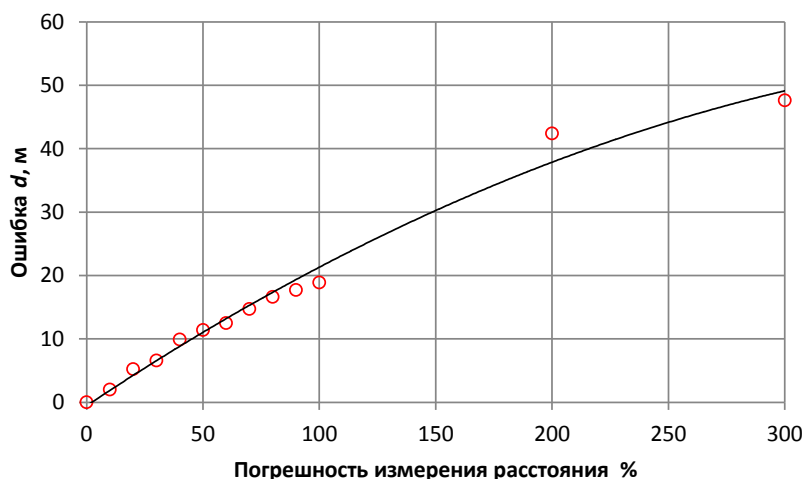


Рис. 3. Зависимость ошибки позиционирования от относительной ошибки измерения расстояния

Методы измерения расстояния

Методы измерения расстояния, используемые в БСС, основаны на измерении уровня радиосигнала или времени его распространения [7]. Привлекательность методов измерения уровня сигнала состоит в том, что они не требуют применения дополнительных технических средств. К их недостаткам следует отнести относительно малую точность. Методы измерения времени распространения сигнала ToA (*Time of Arrival*) и TDoA (*Time Difference of Arrival*) [8] требуют применения дополнительных технических средств и их синхронизации. В ряде случаев возможно использование акустических и оптических сигналов, что также требует применения дополнительных технических средств.

Методы измерения угла

Метод измерения угла принимаемого сигнала (AoA – *Angle of Arrival*). Система должна измерять угол и используя простые геометрические вычисления оценивать относительное расположение приемника и передатчика [7]. Для реализации AoA требуется использование направленных смарт-антенн. Его недостатками являются высокая стоимость и низкая точность при большом числе узлов сети. Точность этого метода ограничена возможными замираниями сигнала, а также многолучевыми отражениями.

Выбор метода определяется условиями применения, требованиями к точности результатов, энергопотреблением и стоимостью реализации.

Выводы

Таким образом, рассмотренные методы позиционирования дают представление о разнообразии и специфике способов определения местонахождения объектов БСС.

Использование той или иной стратегии выбора метода позиционирования обусловлено в первую очередь выполняемыми задачами, структурой и органи-

зацией сети, в некоторых случаях существующие алгоритмы могут быть модифицированы с учетом конкретных требований. Следует отметить, что единого универсального подхода к выбору метода позиционирования в БСС не существует, в каждом случае метод должен выбираться в зависимости от прикладных задач. Выбор метода должен производиться решением задачи оптимизации на основании требований к точности, данных об имеющихся ресурсах и ограничениях.

Список используемых источников

1. Pyas M., Mahgoub I. Handbook of Sensor Networks: Compact Wireless and Wired Sensing Systems, 2005. 776 с.
2. Восков Л. С., Курпатов Р. О. Энергоэффективный комбинированный метод локализации в БСС // Sensors & Systems. 2011. N 4. С. 42–45.
3. Восков Л. С., Комаров М. М. Позиционирование датчиков БСС как способ энергосбережения // Датчики и Системы. 2012. N 1. С. 34–38.
4. Hereman W., Murphy Jr W. S. Determination of a Position in Three Dimensions Using Trilateration and Approximate Distances // Decision Sciences. 1995. 22 с.
5. Подшивалов В. В., Баскаков С. С. Локализация объектов в беспроводных сенсорных сетях [Электронный ресурс] // Московский Государственный технический университет им. Н. Э. Баумана, Электронный журнал, Молодежный научно-технический вестник. 2012. N 6. 6 с.
6. Manolakis D. E. Efficient Solution and Performance Analysis of 3-D Position Estimation by Trilateration // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1996. Vol. 32. Is. 4. PP. 1239–1248.
7. Дарибаева Ж. М. Позиционирование объектов в беспроводных сенсорных сетях: магистерская диссертация: 6М071900 / Дарибаева Жанна Маратовна. Алма-Ата, 2013. 50 с.
8. Восков Л. С., Курпатов Р. О. Сравнительный анализ методов локализации в беспроводных сенсорных сетях // Качество. Инновации. Образование. 2011. № 3. С. 35–40.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ:

Аль-Коли Мухаммед Мухаммед Айед – аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, alkoli@yandex.ru

Аль-Осаими Халид Абдулла Мухаммед – аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, alosaimi@mail.ru

Архипов Валерий Викторович – аспирант кафедры защищенных систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vvarh@mail.ru

Астахов Александр Владимирович – кандидат технических наук, доцент кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, alastakhov707@gmail.com

Безбородкин Павел Владимирович – начальник НПК «Волокно» АО «Научно-исследовательский и технологический институт оптического материаловедения Всероссийского научного центра «Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», maх.v.bykov@gmail.com

Бузюков Лев Борисович – кандидат технических наук, профессор кафедры программной инженерии и вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, levbuz@mail.ru

Бурдин Антон Владимирович – доктор технических наук, доцент, помощник ректора по инновациям, профессор кафедры линий связи и измерений в технике связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, bourdine@yandex.ru

Быков Максим Валерьевич – ведущий научный сотрудник НТИЦ «Элементы оптической связи» Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, maх.v.bykov@gmail.com

Былина Мария Сергеевна – кандидат технических наук, доцент кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, BylinaMaria@mail.ru

Глаголев Сергей Федорович – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, glagolevsf@yandex.ru

Гойхман Вадим Юрьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vg@sotsbi.ru

Горышин Константин Сергеевич – студент факультета инфокоммуникационных сетей и систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, goryshin.konstantin@yandex.ru

Демидов Владимир Витальевич – научный сотрудник АО «Научно-исследовательский и технологический институт оптического материаловедения Всероссийского научного центра «Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», maх.v.bykov@gmail.com

Дукельский Константин Владимирович – кандидат технических наук, проректор по научной работе Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vicerektor.sc@sut.ru

Жувикин Алексей Георгиевич – аспирант кафедры защищённых систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, zhuvikin@ya.ru

Зорин Владимир Андреевич – кандидат технических наук, старший научный сотрудник 2 отдела научно-исследовательского центра Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, ravatarri@gmail.com

Казакевич Елена Владимировна – кандидат технических наук, доцент кафедры «Электрическая связь» Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра I, kev-pgups@yandex.ru

Киреев Артем Валерьевич – аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kireyev@list.ru

Кирик Дмитрий Игоревич – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, d_i_kirik@mail.ru

Киричек Руслан Валентинович – кандидат технических наук, доцент кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kirichek@sut.ru

Ковалгин Юрий Алексеевич – доктор технических наук, профессор кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kowalgin@sut.ru

Ковалева Татьяна Юрьевна – кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, tankrivos@yandex.ru

Когновицкий Олег Станиславович – доктор технических наук, профессор кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kogno@yandex.ru

Коржик Валерий Иванович – доктор технических наук, профессор кафедры защищённых систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, val-korzhik@yandex.ru

Корякин Денис Дмитриевич – командир взвода (научного), младший научный сотрудник научно-исследовательского центра Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, koryakinen@gmail.com

Кузнецов Вячеслав Сергеевич – студент факультета инфокоммуникационных сетей и систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, slava_kuznetsov@inbox.ru

Кулешов Артем Андреевич – студент группы ИКТЗ-33 Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Gart9515@gmail.com

Кучерявый Андрей Евгеньевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, akouch@mail.ru

Лапий Алиса Игоревна – студент факультета инфокоммуникационных сетей и систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, linkin-lesya@mail.ru

Небаева Ксения Андреевна – кандидат технических наук, доцент кафедры защищённых сетей связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, cbor.mail@gmail.com

Никитин Антон Александрович – магистрант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, nikitin.anton.spb@yandex.ru

Окунева Дарина Владимировна – аспирант кафедры программной инженерии и вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, darina_okuneva@mail.ru

Парамонов Александр Иванович – доктор технических наук, профессор кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, alex-in-spb@yandex.ru

Петрушин Денис Евгеньевич – старший оператор научной роты Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, denpetrushin@mail.ru

Пирмагомедов Рустам Ярахмедович – кандидат технических наук, доцент кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, lts.pto@yandex.ru

Пустарнакова Юлиана Игоревна – магистрант кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, juli94ru08@rambler.ru

Рыжков Александр Евгеньевич – кандидат технических наук, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, arjtkov@mail.ru

Савельев Роман Константинович – оператор научной роты Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, savelev.rk@gmail.com

Сумкин Владимир Радомирович – старший преподаватель кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, sumkinv@mail.ru

Тришневская Ирина Антоновна – студент факультета инфокоммуникационных сетей и систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, iri_15@mail.ru

Фадеев Даниил Романович – аспирант кафедры радиоприема и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, daniilfadeev2015@yandex.ru

Федосеев Денис Олегович – кандидат технических наук, научный сотрудник Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, matveykingv@gmail.com

Фокин Григорий Алексеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, grihafokin@gmail.com

Хундонугбо Элизе Франк – аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, franckyrusse@mail.ru

Яковлев Виктор Алексеевич – доктор технических наук, профессор кафедры защищенных систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, viyak@bk.ru