

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

**ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ
И ИНФОРМАЦИОННЫЕ
ТЕХНОЛОГИИ**

№1-2017

(Дата издания: июнь 2017 г.)

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Орлов Владимир Георгиевич (Главный редактор)

к.т.н., начальник отдела организации научно-исследовательской работы студентов Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ), начальник Центра научной работы технического творчества молодежи МТУСИ, Москва, Россия

Андреев Владимир Александрович д.т.н., профессор, Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, Россия

Бачевский Сергей Викторович д.т.н., профессор, ректор Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Россия

Зимин Игорь Викторович Кыргызский государственный технический университет имени И.Раззакова. Институт электроники и телекоммуникаций, Бишкек, Кыргызстан

Ланчиков Павел Николаевич НП Учебный центр Huawei (Москва), Шеньчжень, Китай

Маркосян Мгер Вардкесович к.т.н., доцент, Ереванский НИИ средств связи, Ереван, Армения

Прохода Александр Николаевич к.воен.н., доцент, Балтийский военно-морской институт им. Ф.Ф. Ушакова, Калининград, Россия

Рогачев Александр Александрович д.т.н., в.н.с., Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины, Гомель, Республика Беларусь

Рябко Борис Яковлевич д.т.н., профессор, ректор Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики, Новосибирск, Россия

Самойлов Александр Георгиевич д.т.н., профессор, заместитель директора института информационных технологий и радиоэлектроники Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых (ВлГУ), Владимир, Россия

Суржиков Анатолий Петрович д.ф.-м.н., профессор, Национальный исследовательский Томский политехнический университет, Томск, Россия

Титов Евгений Вадимович к.т.н., профессор, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

УЧРЕДИТЕЛЬ:

**ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ФЕДЕРАЛЬНОЕ
ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧЕРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ СВЯЗИ
И ИНФОРМАТИКИ» (МТУСИ)**

РЕДАКЦИОННАЯ ПОДГОТОВКА:

**Отдел организации научно-исследовательской работы студентов
(ОНИРС МТУСИ)**

В журнал включены материалы лучших докладов, представленных на научных конференциях 8-го Молодежного научного Форума МТУСИ.

(11 – 22 апреля 2017г.)

СОДЕРЖАНИЕ

«Цифровые технологии радиосвязи и телерадиовещания»

<i>Кузьмина Мария Сергеевна, Балобанов Андрей Владимирович</i> МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ТРЕВОГИ И РЕАГИРОВАНИЯ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕВИЗИОННОГО КОНТРОЛЯ ОБЪЕКТОВ	5
<i>Липаткин Владислав Игоревич, Лобов Евгений Михайлович</i> АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ СИМВОЛЬНОЙ СКОРОСТИ M-FSK СИГНАЛОВ	9
<i>Мусохранов Дмитрий Викторович, Рихтер Сергей Георгиевич</i> ВОПРОСЫ «ГЛАДКОГО» ПРИЕМА МУЛЬТИМЕДИЙНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ДВИЖЕНИИ В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОГО РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ	14
<i>Пипп Полина Александровна, Фролов Алексей Андреевич</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ LDPC-КОДЕКА В СИСТЕМЕ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ DVB-T2	19
<i>Платонов Олег Игоревич, Лобов Евгений Михайлович</i> ЦИФРОВЫЕ БАНКИ ФИЛЬТРОВ АНАЛИЗА-СИНТЕЗА СИГНАЛОВ	24
<i>Шмаков Никита Дмитриевич, Иванюшкин Роман Юрьевич</i> КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМ УСИЛЕНИЕМ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ	30

«NGN: сетевые технологии и системы телекоммуникаций»

<i>Касапов Кирилл Валерьевич, Оханцев Сергей Сергеевич, Маликова Елена Егоровна</i> ПОСТАНОВКА ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ ПО ПРЕДОСТАВЛЕНИЮ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСЛУГ НА БАЗЕ ОБОРУДОВАНИЯ SI3000 КОМПАНИИ ISKRATEL	34
<i>Лабутин Александр Геннадьевич, Пшеничников Анатолий Павлович</i> ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ M2M В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СИСТЕМАХ	40
<i>Мирошниченко Антон Валерьевич, Зуйкова Татьяна Николаевна</i> РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ШИФРОВАНИЯ НА БАЗЕ В МИКРОКОНТРОЛЛЕРА MCS-51 ДЛЯ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ СИСТЕМАХ СВЯЗИ	45

«Информационные технологии и автоматизация процессов в системах связи»

<i>Асирян Валерий Мишевич, Волчков Валерий Павлович</i> ПРИМЕНЕНИЕ ОРТОГОНАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ВЕЙЛЯ-ГЕЙЗЕНБЕРГА ДЛЯ СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ	50
---	----

<i>Безруков Игорь Михайлович, Волчков Валерий Павлович</i> ПРИМЕНЕНИЕ СИНГУЛЯРНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ СТОЙКОСТИ АЛГОРИТМА ПРОНИ К АДДИТИВНЫМ ШУМАМ	57
<i>Бражуненко Павел Сергеевич, Иевлев Олег Павлович</i> ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАФИКА СИГНАЛИЗАЦИИ И НА РЕКОМЕНДАЦИИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ПРЕДОТВРАЩЕНИИ ПЕРЕГРУЗОК СЕРВЕРНОМ ОБОРУДОВАНИИ	63
<i>Джха Василий Нандович, Птицын Герман Александрович</i> РАЗРАБОТКА НОВОГО КОМПЛЕКСА ПРОМЕЖУТОЧНОГО НАКАПЛИВАНИЯ ПОСЫЛОК	69
<i>Кутейников Иван Алексеевич</i> О МОДЕЛЯХ ТРАНСПОРТА МАССЫ И ИНФОРМАЦИИ НА МНОГОСЛОЙНОЙ СЕТИ	73
<i>Лебедев Никита Александрович, Ерохин Сергей Дмитриевич</i> ОЦЕНКА СТЕПЕНИ САМОПОДОБИЯ СОВРЕМЕННОГО ИНТЕРНЕТ- ТРАФИКА И АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМ ПУТЁМ ДАННЫХ	79
<i>Малахов Илья Михайлович, Волчков Валерий Павлович</i> МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ВИНЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ	84
<i>Мирошниченко Антон Валерьевич, Волчков Валерий Павлович</i> ТРИ КАНОНИЧЕСКИЕ ФОРМЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛОГОВОГО ФИЛЬТРА ЧЕБЫШЕВА 1-ГО РОДА	89
<i>Шипунова Ксения Романовна, Воронов Вячеслав Игоревич</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДАЛЬНОМЕРОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ «ЗРЕНИЯ» В РОБОТОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ	95
<i>Зайченко Дмитрий Сергеевич, Синева Ирина Сергеевна</i> ПРИМЕНЕНИЕ ГЕНЕТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЯ	100
<i>Григорьев Илья Дмитриевич, Орлов Владимир Георгиевич</i> ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВА СВЯЗИ MANET-СЕТИ НА ОСНОВЕ VDL-4 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕХАНИЗМОВ КАНАЛЬНОГО УРОВНЯ	105

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ТРЕВОГИ И РЕАГИРОВАНИЯ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕВИЗИОННОГО КОНТРОЛЯ ОБЪЕКТОВ

Кузьмина Мария Сергеевна

студентка группы МРТ1501 МТУСИ

sergeevna_ia@mail.ru

Балобанов Андрей Владимирович

к.т.н., доцент кафедры ТуЗВ МТУСИ

andrey_sam@mail.ru

Ключевые слова: система видеонаблюдения, широкоугольная камера, узкоугольная камера, алгоритм работы, ортогональное расположение, эффективный видеоконтроль.

Предложенный метод формирования сигнала тревоги основывается на анализе сигналов с ортогонально расположенных камер, вычислении положения и траектории движения объекта. Анализируется размер, тип объекта и их основе делается вывод об опасности и формируется сигнал тревоги.

В стандартной системе видеонаблюдения часто решается вопрос о том, какие камеры использовать. А именно, какие объективы позволяют добиться эффективного контроля объекта наблюдения. Широкоугольные объективы позволяют наблюдать за большой площадью, но изображение получается слишком мелким и нечетким. Это неприемлемо, если, например, на экране монитора необходимо различать лица людей или номера автомобилей. С другой стороны, с помощью длиннофокусного объектива можно получить изображение высокого качества, но при очень узкой области наблюдения. Сочетание двух видеокамер, располагающихся ортогонально друг другу, позволяет решить эту сложную задачу. Кроме этого необходимо установить две камеры таким образом, чтобы одна из них была широкоугольной и захватывала изображение большой области пространства, а вторая камера – узкоугольной и при необходимости выполняла детальный обзор предполагаемой цели.[2] На рис.1 представлена схема, описывающая приведенный выше метод расположения камер.

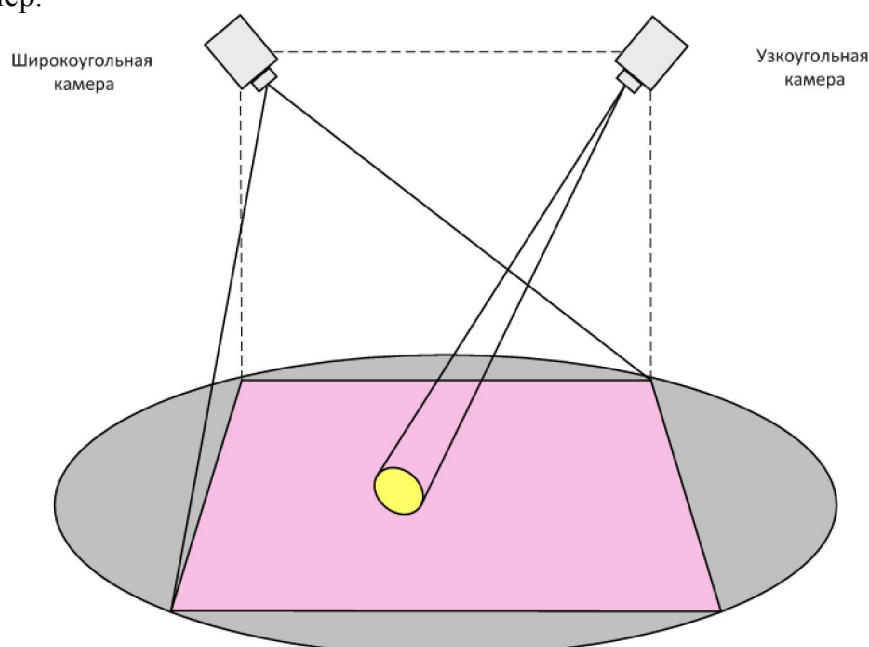


Рис.1 Схема ортогонального расположения камер

Благодаря использованию ортогонально расположенных узкоугольной и широкоугольной камер одновременно можно достичь оптимального, непрерывного контроля объекта. Это можно осуществить за счет того, что:

- Использование широкоугольной камеры обеспечивает обзор всего требуемого объекта;
- А использование узкоугольной камеры позволяет не прерывая наблюдение широкоугольной камерой за всем объектом, получить детальный обзор необходимого участка объекта;
- Также, благодаря использованию двух камер, становится возможным уточнение координат, в которых находится предполагаемый нарушитель.

Далее рассмотрим алгоритм работы системы для предложенного метода расположения камер. На рис.2 представлена структурная схема формирующая сигнал тревоги в ТВ системах безопасности объектов, где ТВС – телевизионный сигнал; ФТВС – формирователь телевизионного сигнала на входе ИС АЦП; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; БВПФ – блок внутрикадровой пространственной фильтрации; БМ – блок мультиплексирования; ЭП – блок эталонной памяти; ОП – блок оперативной памяти; БВ – вычитатель; БД – блок детектирования; ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь; ФНЧ – фильтр нижних частот; ФСТ – блок формирования сигналов тревоги; ИУ – исполнительное устройство; БФСУ – блок формирования сигналов управления; ПУ – поворотное устройство; БОО – блок обнаружения объекта; БРО – блок распознавания объекта; БКК – блок корректировки координат; БФСТ – блок формирования сигнала тревоги; БПВК – блок предварительного вычисления координат; БФСУР – блок формирования сигнала управления режимом. СУО – сигнал управления обновлением эталонной памяти; СУР1 и СУР2 – сигналы управления режимом работы; СТ 1 и СТ 2 – сигналы тревоги, СТО – сигнал тревоги охраннику, СУ – сигнал управления.

Представленное выше устройство действует следующим образом. Аналоговый сигнал ТВС 1 приходит на ФТВС, которое обеспечивает требуемое согласование с ИС АЦП. Кроме этого ФТВС осуществляет низкочастотную фильтрацию ТВС 1 на основе теоремы Котельникова и используемой частоты дискретизации, минимизацию части помех, выполняет работу АРУ. Также сигнал с ФТВС, характеризующийся уровнем яркости ТВС1, попадает на БФСУ. Для преобразования аналогового сигнала в цифровой вид необходимо использование АЦП, в данном случае десятиразрядного. Если же есть необходимость использования ДТВС высокого качества с хорошим показателем ОСШ на выходе, то наиболее подходящим вариантом будет использование высокоразрядного АЦП. После прохождения АЦП сигнал поступает на БВПФ. С учетом того, что размеры возможного нарушителя не настолько малы и ОСШ с ростом частоты ухудшается, в этом блоке происходит пространственная низкочастотная фильтрация, которая выполняется для предотвращения «ложных тревог». С этой же целью необходимо подавлять наиболее низкие частоты, т.к. при скачке уровня освещенности просматриваемой зоны могут также возникнуть ошибочные «ложные тревоги». Корректировку полосы пропускания фильтра осуществляет СУР1, который приходит на БВПФ с БФСУ [3-8].

Далее рассмотрим БМ, ЭП и ОП. На БМ кроме сигнала, приходящего с БВПФ также поступают СУО и СУР1. Факт обновления эталонной памяти происходит на основе СУО – осуществляется запись сигнала, поступившего с БВПФ, в случае отсутствия сигнала об обновлении ЭП остается прежней. В свою очередь на запись сигнала в ОП влияет СУР1.

После прохождения БМ сигналы с ЭП и ОП попадают на входы вычитателя. БВ работает одновременно с изображением, хранящимся в эталонной памяти, а также с рабочим изображением, только что полученным с БВПФ. Сформированный в БВ сигнал межкадровой разности этих двух изображений, поступает на вход БД, где сигнал детектируется. Далее сигнал проходит обработку в ЦАП, а также фильтруется ФНЧ. ФСТ1 получает сигнал

управления прошедший через ФНЧ и СУ, основываясь на них он формирует СТ1 – если есть нарушение, в обратном случае сигнала тревоги не будет. При возникновении нарушения сигнал с выхода ФСТ1 поступает на вход БФСУ. [1]

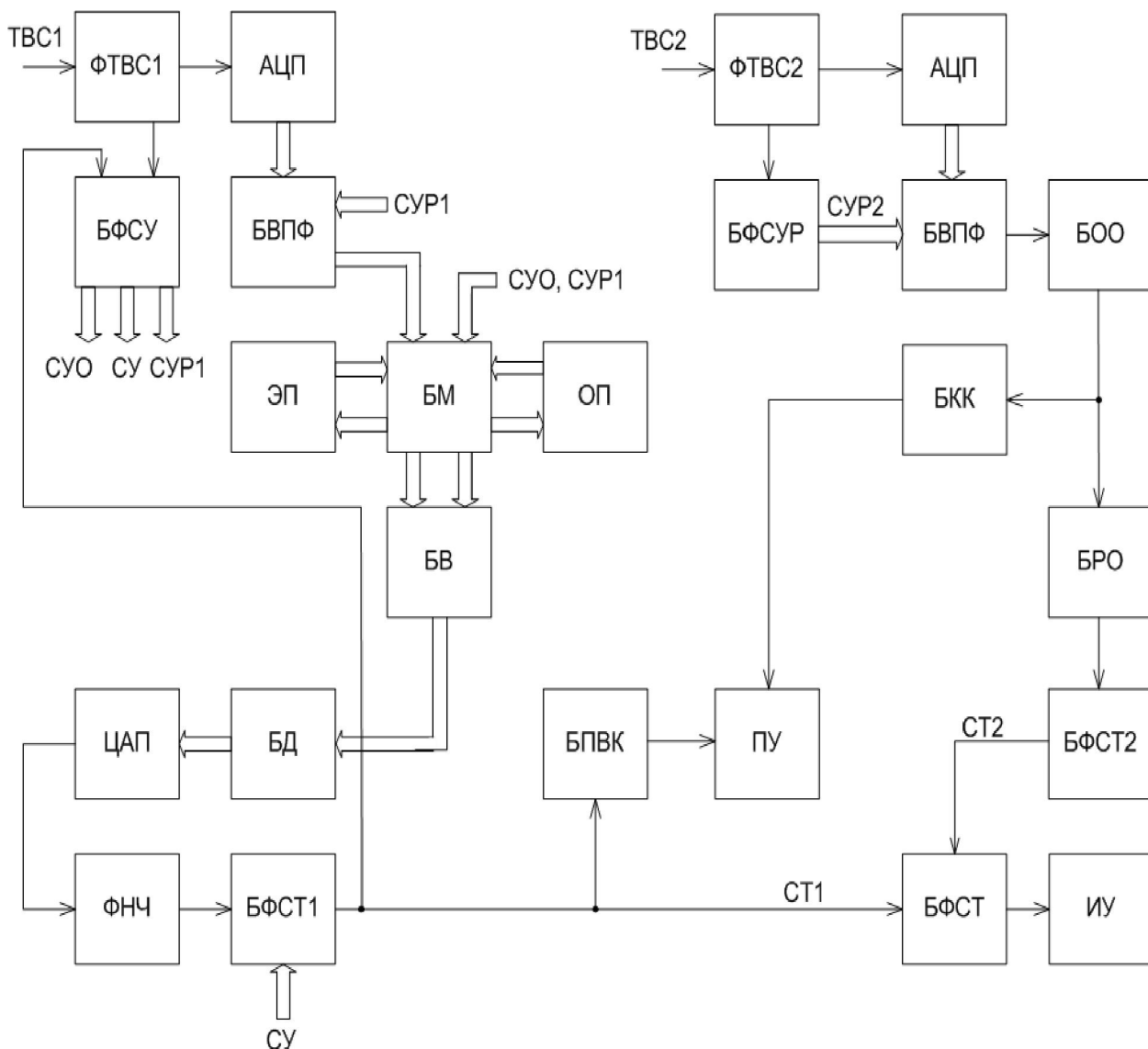


Рис.2 Структурная схема устройства формирования сигналов тревоги для телевизионного контроля объектов

Полученный на выходе ФСТ1 сигнал имеет не такую высокую точность, т.к. на основе ТВС1 система на выходе ФСТ1 дает только предполагаемую оценку происходящего в наблюдаемой зоне. В БПВК производится нахождение координат участка территории, в котором находится нарушитель. Далее с выхода БПВК подается управляющий сигнал на ПУ, которое в свою очередь регулирует направление узкоугольной камеры. Это позволяет прослеживающей камере настроиться на необходимую зону наблюдения. ТВС2 аналогично ТВС1 проходит блоки ФТВС, АЦП и БВПФ. БФСУР формирует один сигнал СУР2, который отвечает за выбор полосы пропускания фильтра в БВПФ. После БВПФ сигнал поступает на БОО, где происходит обнаружение объекта, если же данный блок дает подтверждение предполагаемой оценки, полученной на выходе ФСТ1, то в БРО происходит распознавание объекта. Это действие необходимо для конкретизации объекта, который мы принимаем за нарушителя, т.к. есть возможность того, что при увеличении масштаба (использовании изображения с узкоугольной камеры) объект будет иметь параметры не соответствующие

нарушителю. С выхода БРО сигнал поступает на ФСТ2, где на основе полученных в предыдущем блоке заключений формируется сигнал СТ2. На БФСТ должны попасть два сигнала тревоги СТ1 и СТ2, где согласно этим двум сигналам тревоги формируется заключительный сигнал СТО, который и подает сигнал на ИУ. ИУ представляет собой устройство, которое позволяет сотруднику охраны наблюдать за происходящим и своевременно проследить за нарушителем.

Также в данной схеме участвуют различные сигналы, выполняющие функцию управления работой блоков. Такими сигналами являются СУО, СУ и СУР1, они формируются в БФСУ, а также СУР2, формирующийся в БФСУР. Важным параметром является период формирования СУО. Т.к. частое обновление эталонной памяти может привести к пропуску цели, в случае медленного перемещения объекта-нарушителя. Это произойдет за счет того, что разность между кадрами будет ниже минимального порога и система воспримет это как отсутствие изменений в наблюдаемой зоне. Редкое обновление эталонной памяти также может привести к ошибке, которая возникнет из-за изменений происходящих медленно на просматриваемой площадке и не связанных с появлением нарушителя. Также необходимо отметить, что период обновления эталонной памяти не может быть постоянным, т.к. это может привести к появлению биений временной структуры наблюдаемого объекта. Формирование СУО не произойдет в том случае, когда происходит выявление нарушения. СУР1 и СУР2 формируется в зависимости от параметров сигнала поступающего с ФТВС.

Использование такого метода формирования сигнала тревоги, безусловно, обеспечивает эффективный видеоконтроль объекта. За счет того что каждая камера выполняет свою функцию в данной системе есть возможность, не пренебрегая просмотром всего необходимого пространства, более детально наблюдать за выделенным участком.

Литература

1. *Власюк И.В., Белов А.С.* Селекция нарушений с относительной пороговой оценкой структуры сигнала изображений в пределах дискретных фрагментов для телевизионных систем контроля безопасности объектов // Т-СОММ: Телекоммуникации и транспорт. – 2010. – Т.4. – №9. – С. 43-45.
2. *Безруков В.Н., Басекеев А.А., Икрамов К.С.* Неортогональный телевизионный контроль видеoinформационного пространства // Приборы и Системы. Управление, контроль, диагностика. – 2008. – №1. – С.48-52.
3. *Петлтна Е.Е., Балобанов А.В.* Обзор особенностей формирования цифрового телевизионного сигнала для ТВЧ // Телекоммуникации и информационные технологии. 2015, Т. 1, №1, С. 53-55. (<http://www.srd-mtuci.ru/attachments/article/249/ТИТ-1-2015.pdf>).
4. *Икрамов К.С., Васьков А.В.* Методы формирования сигналов “нарушение” в телевизионных системах охраны объектов. // Московская отраслевая научно-техническая конференция «Технологии информационного общества». - 2007. – 263 с.: ил. – С. 105-106.
5. *Власюк И.В.* Метод контроля пространственных характеристик телевизионных камер // Метрология и измерительная техника в связи. – 2005. – №6. – С.13 – 16.
6. *Безруков В.Н.* Анализ характеристик формирования составляющих сигналов изображений цветного и спектронального телевидения // Т-Сомм: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 5. С. 29-32.
7. *Безруков В.Н.* Дискретно-интегральный анализ характеристик светофильтров в системах цветного и спектронального телевидения // Т-Сомм: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 9. С. 33-36.
8. *Безруков В.Н., Попов А.В., Аладин В.М.* Искажения сигналов изображения в современных системах телевидения // Т-Сомм: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 1. С. 45-50.

АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ СИМВОЛЬНОЙ СКОРОСТИ M-FSK СИГНАЛОВ

Липаткин Владислав Игоревич
Инженер 1-ой категории, НИЧ МТУСИ
lipatkin.24@gmail.com

Лобов Евгений Михайлович
Старший научный сотрудник, НИЧ МТУСИ, к.т.н.
lobov@srd.mtuci.ru

Ключевые слова: *M-FSK, символьная скорость, определение параметров, спектральный анализ, радиомониторинг.*

В данной работе приведены два алгоритма оценки символьной скорости сигналов с модуляцией M-FSK. Первый алгоритм основан на преобразовании Фурье от квадрата модуля комплексной огибающей сигнала. Второй алгоритм основан на декомпозиции M-FSK сигнала на M поднесущих с последующей оценкой символьной скорости по спектру суммы модулей комплексных огибающих каждой поднесущей. В обоих случаях частота первой гармоники соответствует символьной скорости. Проведено моделирование описанных алгоритмов на сигналах с модуляциями 2-FSK и 4-FSK.

Символьная скорость является важным параметром сигнала в цифровых радиосистемах. В системах радиомониторинга, где отсутствует какая-либо априорная информация о сигнале, оценка символьной скорости необходима для корректной дальнейшей обработки принятого сигнала, в частности демодуляции[1]. В настоящее время существует несколько методов оценки символьной скорости. Наиболее распространены алгоритмы, основанные на свойствах циклостационарности сигналов и Вейвлет преобразовании[2]. Однако, данные алгоритмы требуют высокого отношения сигнал-шум (ОСШ). В данной статье рассмотрим алгоритмы определения символьной скорости сигналов с модуляцией M-FSK[3].

Под символьной скоростью понимается число различных состояний сигнала в единицу времени. На рисунке изображены символы сигнала с модуляцией 2-FSK.

Сигнал с модуляцией M-FSK представим в виде комплексной огибающей:

$$\dot{X}(t) = Ae^{j((w_i + w_0)t + \varphi)}$$

где A – амплитуда сигнала, w_0 – центральная частота, w_i – отклонение от центральной частоты i -ой частотной позиции, φ – начальная фаза.

Первый алгоритм основан на преобразовании Фурье[4] от квадрата модуля комплексной огибающей сигнала:

$$S(w) = \int_0^T |\dot{X}(t)|^2 e^{-j\omega t} dt$$

Частота первой гармоники в полученном спектре соответствует символьной скорости исследуемого сигнала. На рисунке изображена гармоника соответствующая символьной скорости.

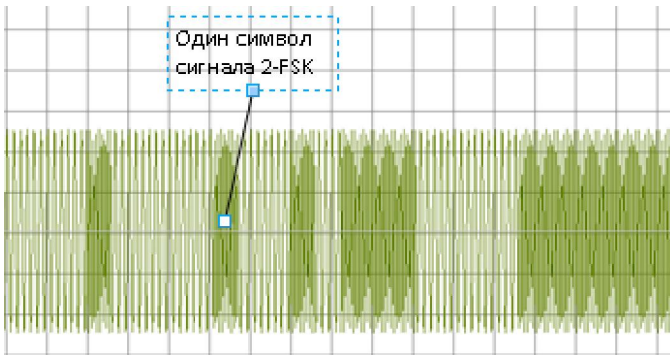


Рис. 1 – Осциллограмма сигнала с модуляцией 2-FSK

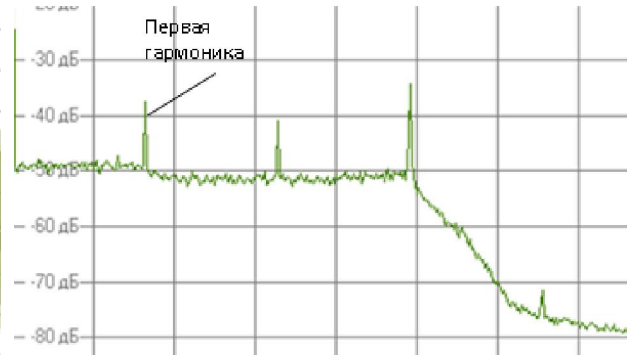


Рис. 2 – Спектр от квадратов модулей комплексной огибающей сигнала (2-FSK, ОСШ = 10 дБ, символьная скорость 200 бод)

Второй алгоритм основан на преобразовании Фурье от модуля комплексной огибающей сигнала. Данный алгоритм предполагает разделение спектра исходного сигнала на отдельные поднесущие [5-7]. На первом шаге с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) вычисляется спектр комплексной огибающей исследуемого сигнала:

$$\dot{S}(w) = FFT\{\dot{X}(t)\},$$

где оператор $FFT\{\}$ – быстрое преобразование Фурье.

Следующий этап заключается в выделении из полученного спектра отдельных поднесущих. В общем случае данную операцию можно проводить с помощью полосовых фильтров. Их количество определяется количеством частотных позиций при модуляции. Однако, не всегда известно количество поднесущих и их частотные границы. В этом случае можно применить алгоритм автоматического разделения исходного спектра на отдельные поднесущие. Для этого необходимо выполнить следующие операции.

Вычисляется среднее значение квадрата модуля (мощности) спектральных компонент S_{mean} в заданном оператором интервале частот:

$$S_{mean} = \frac{\sum_{j=0}^{N_{FFT}-1} |\dot{s}_j|^2}{N_{FFT}},$$

где N_{FFT} – длина блока БПФ, \dot{s}_j – j -я спектральная компонента.

Далее с помощью скользящего интегратора вычисляется средняя мощность спектральных компонент $S_{k,mean}$ в заданном интервале частот, равным размеру окна интегрирования, в виде:

$$S_{k,mean} = \frac{\sum_{j=k}^{k+N_{WLen}} |\dot{s}_j|^2}{N_{WLen}}, \quad (1)$$

где $k \in N_{LO} \dots N_{HI} - N_{WLen}$ – последовательно перебираемый индекс начальной спектральной компоненты интервала частот усреднения мощности спектральных компонент, N_{LO} – индекс нижней границы интервала частот, содержащего полезный сигнал, N_{HI} – индекс верхней границы интервала частот, содержащего полезный сигнал, N_{WLen} – длина интервала частот в котором проводится интегрирование в единицах элемента разрешения по частоте алгоритма БПФ.

Для каждого $k \in N_{LO} \dots N_{HI} - N_{WLen}$ проводится сравнение отношения средней мощности спектральных компонент в текущем окне интегрирования $S_{k,mean}$, состоящего из

N_{wLen} спектральных компонент, к средней мощности спектральных компонент в интервале частот полезного сигнала S_{mean} с заданным относительным порогом. Если указанное отношение превышает заданный порог

$$\frac{S_{k,mean}}{S_{mean}} \geq P, \quad (2)$$

то происходит накопление спектральных компонент, участвовавших в сумме (1) для текущего k . Накопление происходит до тех пор, пока условие (2) истинно. После того, как условие (2) принимает значение «ложь», принимается решение, что накопленные значения спектральных компонент относятся к первой поднесущей входного сигнала. Далее выше описанные операции повторяются для выделения следующих поднесущих. Алгоритм, таким образом, последовательно обрабатывает спектр входного сигнала $k \in N_{LO} \dots N_{HI} - N_{wLen}$, производя его разделение на отдельные поднесущие.

На рисунке изображен спектр исходного сигнала на интервале частот, на котором проводилось усреднение спектральных компонент. На рисунке изображены отдельные поднесущие исходного сигнала. Очевидно, что разделение спектра исходного сигнала на отдельные поднесущие произведено успешно.

После выделения поднесущих, для каждой из них выполняется ОБПФ. После чего модули отсчетов комплексной огибающей $|x_{i,m}|$ подаются на устройство поиска максимума:

$$X_i = \max_m |x_{i,m}|,$$

где $X(t)$ – результирующий сигнал, m – индекс поднесущей. Далее X_i подвергается взятию БПФ:

$$S_i = FFT\{X_i\}.$$

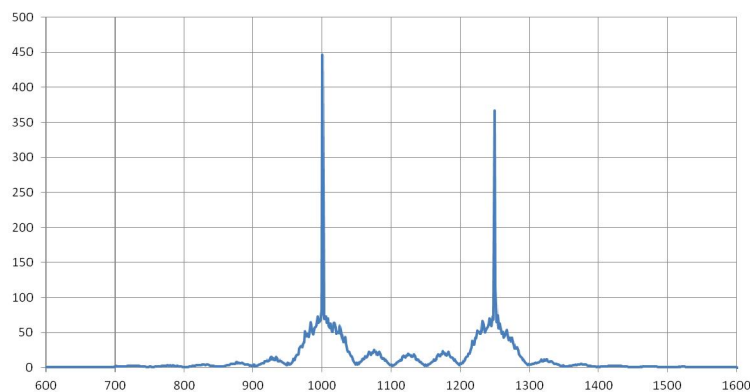


Рис. 3 – Спектр исходного сигнала в полосе частот [600;1600] Гц

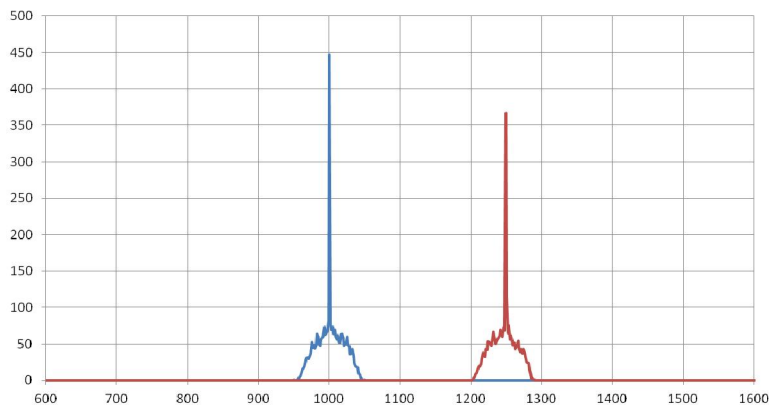


Рис. 4 Спектр исходного сигнала разделенный на поднесущие

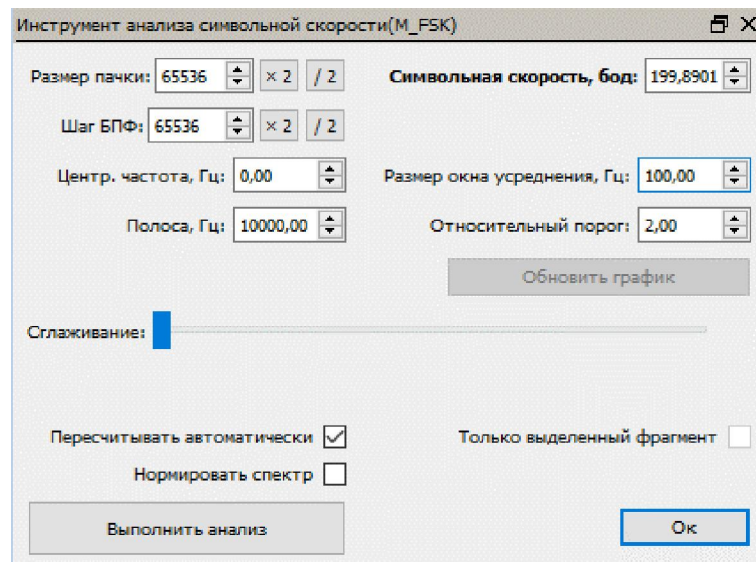


Рис.5 Интерфейс пользователя

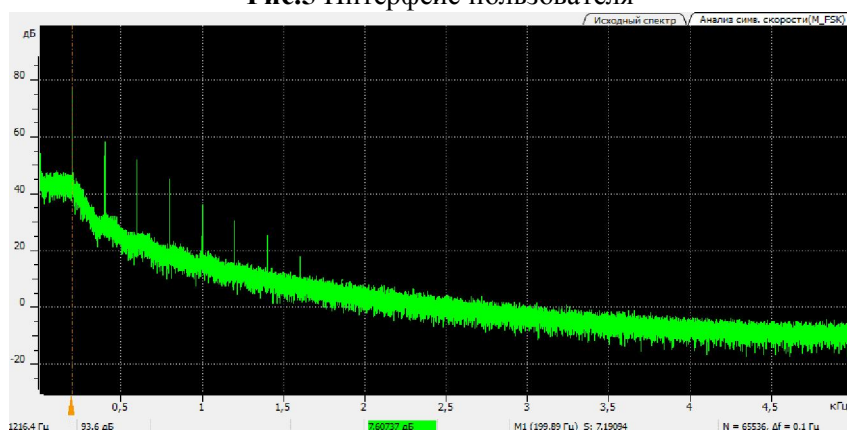


Рис. 6 Спектрограмма для определения символьной скорости

Значение частоты первой гармоники в полученном амплитудном спектре определяет символьную скорость. Данный алгоритм определения символьной скорости реализован в виде программного обеспечения

На рисунках , приведены зависимости амплитуды первой гармоники, определяющей символьную скорость, от ОСШ для модуляций 2-FSK и 4-FSK.

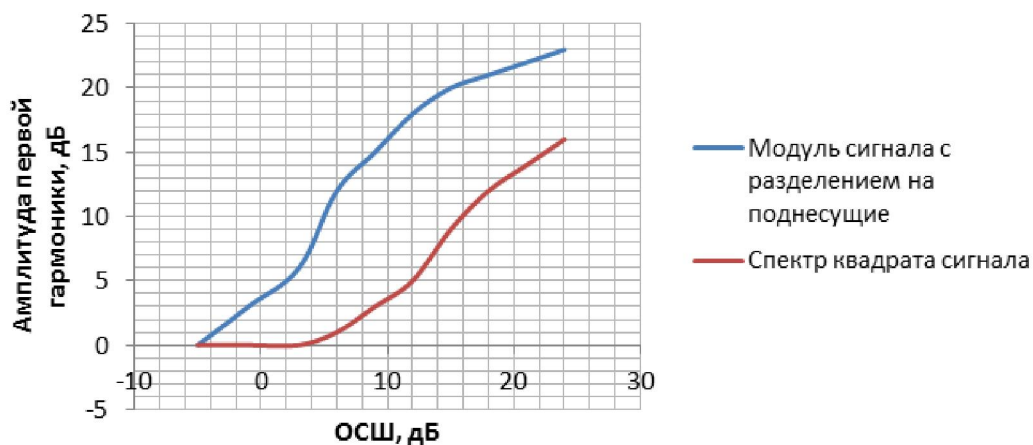


Рис. 7 Сравнение алгоритмов для сигнала 2-FSK

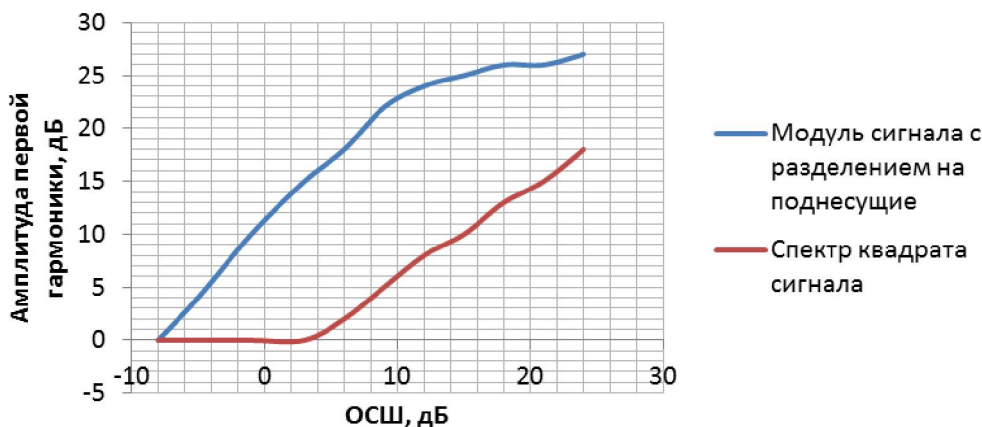


Рис. 8 Сравнение алгоритмов для сигнала 4-FSK

Как видно из графиков, предложенный алгоритм определения символьной скорости с разделением поднесущих позволяет определять символьную скорость при низком ОСШ. Выигрыш относительно известного алгоритма составляет порядка 6-10 дБ.

Литература

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. — 3-е изд. — СПб.: БХВ-Петербург, 2011. — 768 с.: ил.
2. Ou Xin, Symbol rate estimation of MPSK based on many wavelets [J]. Signal Processing, Mar. 2009, 25(3):469-471.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, — М.: Вильямс, 2004г, 1104 с.
4. Панкратов Ф.С., Жуков И.А., Ганин В.И., Метод спектрального анализа аудио-сигнала FFT (Быстрое преобразование Фурье) // Телекоммуникации и информационные технологии, №1, 2016.— С. 66-70.
5. Xu Jian-fei, Wang Fu-ping, Wang Zanji, “Algorithm for Symbol Rate Estimation of MFSK”, Proceedings of SPIE, 2011, doi:10.1117/12.913362
6. Аджемов С.С., Воробьев К.А., Косилов И.С., Лобов Е.М. Модем для организации ионосферной связи с использованием многочастотных широкополосных сигналов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 9. С. 4-8.
7. Косилов И.С., Лобов Е.М. О матричном методе вычисления вероятности смежных ошибок в канале с рэлеевскими замираниями // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 9. С. 87-89.

ВОПРОСЫ «ГЛАДКОГО» ПРИЕМА МУЛЬТИМЕДИЙНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ДВИЖЕНИИ В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОГО РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ

Мусохранов Дмитрий Викторович
студент группы МАВ1601 МТУСИ

musdima@gmail.com

Рихтер Сергей Георгиевич

к.т.н, проф. МТУСИ

sergeor@inbox.ru

Ключевые слова: *подвижный приём, спутнико-наземная система цифрового радиовещания, цифровая система WorldSpace, сценарии приёма, хэндовер, цифровой обрыв, доплеровский эффект*

Изучается комплексный подход при организации сети вещания с покрытием зон большой протяженности. Используется комбинированная система мультимедийного вещания, состоящая из спутникового и цепи наземных ретрансляторов. Предполагается радиоприём на абонентском устройстве, установленном на подвижном объекте, движущемся с большой скоростью.

При организации сети цифрового радиовещания в рамках определённого варианта реализации необходимо учитывать возможные сценарии приёма и его тип: фиксированный/подвижный. В частности, нужно принимать во внимание проблемы, связанные с обеспечением качественного приёма в сложных и быстро меняющихся условиях мобильного приёма, которые, как правило, сопряжены с высокой скоростью перемещения и сложным рельефом местности.

Под «гладким» приёмом подразумевается непрерывный приём аудиосигналов, когда все изменения приёмных ситуаций для слушателя остаются незаметными, т.е. вещание осуществляется без заметных на слух искажений. Целью исследования являются проблемы гладкого приёма широкополосных радиосигналов при движении на высокой скорости в условиях сложного рельефа местности.

В ходе построения наземных сетей, обеспечивающих подвижный приём, приходится сталкиваться с рядом аспектов, налагаемых спецификой типа приёма. Тому примером является мобильная связь: движение на высоких скоростях (например, скоростное железнодорожное сообщение) является сценарием приёма в сложных условиях, в котором возникает заметный доплеровский сдвиг, а частая смена сот абонентом в противном случае может привести к явлению шторма сигнализации, когда мобильный телефон будет непрерывно перестраивать приём с одной соты на другую. Спутниковые сети не подвержены этому явлению, так как они способны обеспечить покрытие обширных территорий с помощью малого количества передатчиков, а потому абонент в целом реже нуждается в перестроении приёма, но в условиях мегаполиса или сложного рельефа местности спутниковый приём значительно ухудшается или вовсе становится невозможным.

Сеть, подходящая для реализации «гладкого» приёма, должна сочетать использование как наземного, так и спутникового сегментов: обширные зоны обслуживаются спутниковым ретранслятором, а в условиях плотной многоэтажной городской застройки или гористой местности используются наземные ретрансляторы. Такие системы цифрового вещания называются комбинированными (КСМВ), или спутнико-наземными системами цифрового радиовещания (СНС ЦРВ) (рис. 1) [1, 4-5]. Именно в рамках данной концепции сети будут далее рассматриваться нюансы «гладкого» приёма.

Комбинированная цифровая система предполагает гибридный или смешанный варианты вещания, а также поддержку двух вариантов вместе:

- Гибридное (*hybrid*) – использование вспомогательных маломощных ретрансляторов на Земле совместно со спутниковыми передатчиками. Наземные ретрансляторы принимают спутниковый сигнал и обеспечивают его вещание в зонах, недоступных для спутника.
- Смешанное (*mixed*) – использование одной и той же полосы частот как спутниковыми, так и наземными радиовещательными службами

В отличие от гибридного вещания, которое полагается на передачу сигнала только со спутника для конечного абонента, в смешанном режиме вещания абонент принимает сигналы как со спутника, так и с наземных станций. Использование двумя службами одной и той же полосы частот потенциально позволяет улучшенную гибкость обслуживания благодаря использованию общего приёмника. Смешанное вещание подразумевает, что для наземного и спутникового вещания будут использоваться один и тот же канал и кодирование источника, при этом приёмник будет принимать излучения двух служб одновременно.

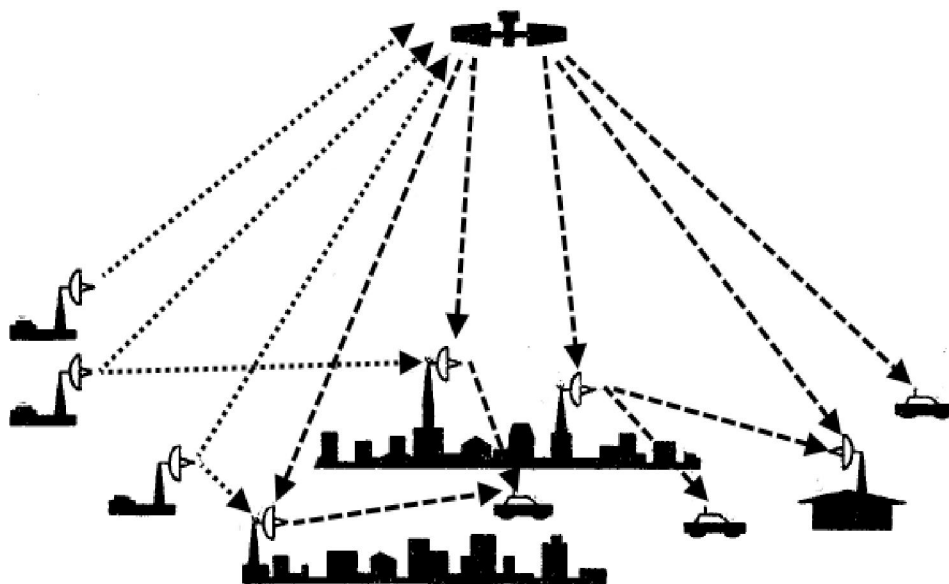


Рис 1. Иллюстрация концепции комбинированной системы мультимедийного вещания (точечные стрелки – передача аудиосигналов, пунктирные стрелки – ретрансляция)

Подвижный приём подразумевает постоянно меняющиеся условия распространения сигнала и переключение между различными базовыми станциями/ретрансляторами, вызванные движением абонентов. Абонент в комбинированной системе вещания переключается со спутникового сегмента на наземный и обратно в зависимости от приемной ситуации (рис. 2). При движении высокоскоростного абонента через различные зоны возможны следующие сценарии приёма, предусмотренные, в частности, стандартом WorldSpace [3]:

1. Внешняя зона – зона преобладающего приёма спутникового сигнала
2. Промежуточная зона – зона смешанного приёма спутникового и наземного сигналов
3. Внутренняя зона – зона преобладающего приёма наземного сигнала

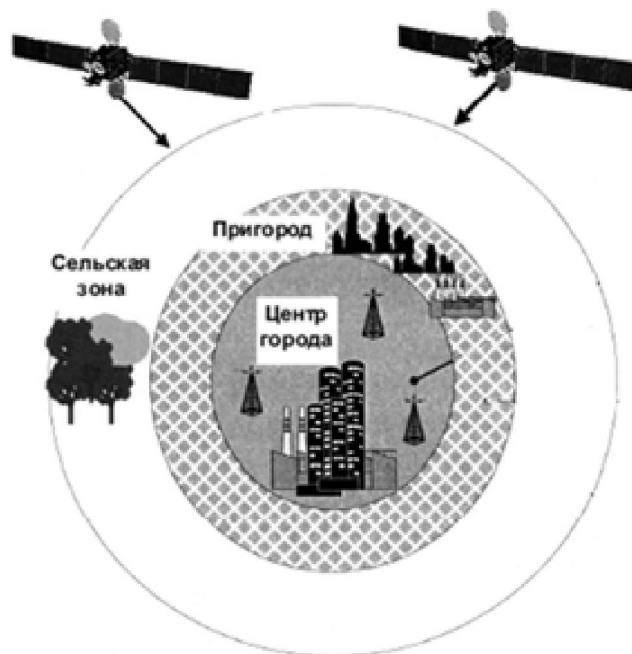


Рис 2. Иллюстрация сценариев приёма

Внешняя зона включает в себя открытые пространства, удалённые от крупных городов и местностей со сложными условиями приёма, которые пересекают дороги местного значения и крупные магистрали, связывающие мегаполисы. Промежуточная зона является переходной между зонами с плотной городской застройкой и пригородом/сельской зоной. Внутренняя зона – это территория мегаполисов с плотной застройкой, где обеспечение приёма спутникового сигнала могут быть неудовлетворительным и/или нецелесообразным. Вещание для городских центров обеспечивается наземными ретрансляторами.

Наиболее важным в данном случае является сценарий промежуточной зоны, где ведётся приём как со спутников, так и с наземных ретрансляторов, в отличие от других зон, где доминирует один тип приёма. Необходимо решить, по какому критерию выбирать наиболее подходящий сигнал. В качестве такого критерия, который рассматривается в исследовании, выступает критерий, применяющийся в стандарте WorldSpace [2]:

$$BER_{SAT} \geq \Delta \times BER_{TER} \quad (1)$$

$$BER_{TER} \geq \Delta \times BER_{SAT} \quad (2)$$

где BER_{SAT} – расчётный коэффициент ошибок для спутникового сигнала; BER_{TER} – для наземного сигнала соответственно; $\Delta \geq 1$.

Когда неравенство будет верным для коэффициентов ошибок слева в неравенствах (1) и (2), приёмник переключается на соответствующий сегмент. В неравенстве (1) приём ведётся наземного сигнала и описывается условие переключения приёма на спутниковый сигнал. После переключения на приём со спутника условие его переключения обратно описывается неравенством (2). Роль Δ сводится к тому, чтобы пресекать нецелесообразные переключения, а именно обеспечивать выбор того или иного сигнала в качестве принимаемого в наиболее подходящий момент. Такое условие переключения приёма между разными сегментами аналогично по сути методу гистерезиса при инициации хэндовера в мобильной связи, когда хэндовер осуществляется при условии, что уровень мощности сигнала от принимающей базовой станции выше уровня мощности сигнала от передающей на некоторую величину.

При исследовании влияния параметра Δ с целью выбора значений, подходящих для реализации «гладкого» приёма в рамках вышеприведённого критерия в зависимости от приёмной ситуации, требует рассмотрения следующих нюансов, связанных с особенностями приёма: организация вещательной сети и помехоустойчивость, характер цифрового вещания и доплеровский эффект.

Во-первых, все сценарии приёма сигнала в комбинированной системе вещания подразумевают реализацию переключения, аналогичную «мягкому» хэндоверу в подвижной связи: как текущее соединение мобильного абонента, находящегося в зоне хэндовера, поддерживается одновременно двумя БС одновременно, так и приёмник абонента комбинированной системы вещания рассчитан на одновременный приём двух сигналов разных сегментов. Мягкому хэндоверу противопоставляется жёсткий, когда вследствие использования в смежных сотах различных частотных диапазонов абонент не может поддерживать связь с двумя БС, поэтому соединение с текущей сотой обрывается до передачи обслуживания абонента другой станцией. Из этого следует, что «гладкий» приём сигналов достигается за счёт работы в совмещённом канале спутникового и наземного сегментов вещания, где два сегмента могут иметь при этом разные методы организации каналов и кодирования.

Во-вторых, стоит учитывать и характер цифрового вещания, а именно эффект обрыва, когда при падении значения расчётного коэффициента ошибок на бит ниже пределов робастности системы приём сигнала становится невозможным, в то время как для аналогового сигнала зависимость имеет плавный характер: с ростом влияния помех качество ухудшается, но сигнал продолжает приниматься. Иными словами, для цифрового вещания либо отличное качество, либо никакого, и данный факт влияет на гладкость приёма в целом: абонент не будет замечать падения качества сигнала, а в ходе перестроений приёма по заданному критерию сигналы разных сегментов будут восприниматься одинаково.

В-третьих, ещё одно обстоятельство, которое нельзя игнорировать, если речь идёт о подвижной связи – доплеровский эффект. Комбинированная система использует спутники и наземные ретрансляторы и охватывает большие зоны вещания, и значения сдвига, а также насколько быстро он изменяется, также зависит от сегмента. Для системы, подразумевающий мобильный приём, необходимо оценить значение доплеровского сдвига, а также его влияние на общую помехоустойчивость системы. Необходимость в детальной оценке поведения доплеровского сдвига для комбинированной сети обусловлена тем, что доплеровский сдвиг для наземного и спутникового сигналов в целом будет отличаться при приёме с одной и той же скоростью движения. В результате движения абонента прочь от наземного ретранслятора и аналогичного ему движения от оси спутник-подспутниковая точка угол прихода сигнала к абоненту будет меняться по-разному. Для спутника, находящегося высоко над поверхностью, изменение угла прихода будет происходить с меньшей скоростью, чем для наземной станции. Второе отличие – спутник охватывает несравненно большую зону, чем наземная станция, а поэтому нужно учитывать ещё один фактор – кривизну поверхности.

Для примера оценки сдвига для сферической модели Земли и точки-спутника, который находится на удалении от поверхности сферы на 36000 км, скорости абонента 400 км/ч (111 м/с) и частоты сигнала 1492 МГц (L-диапазон) получена зависимость максимально возможного сдвига частоты от расстояния между подспутниковой точкой и абонентом на сфере (рис. 3).

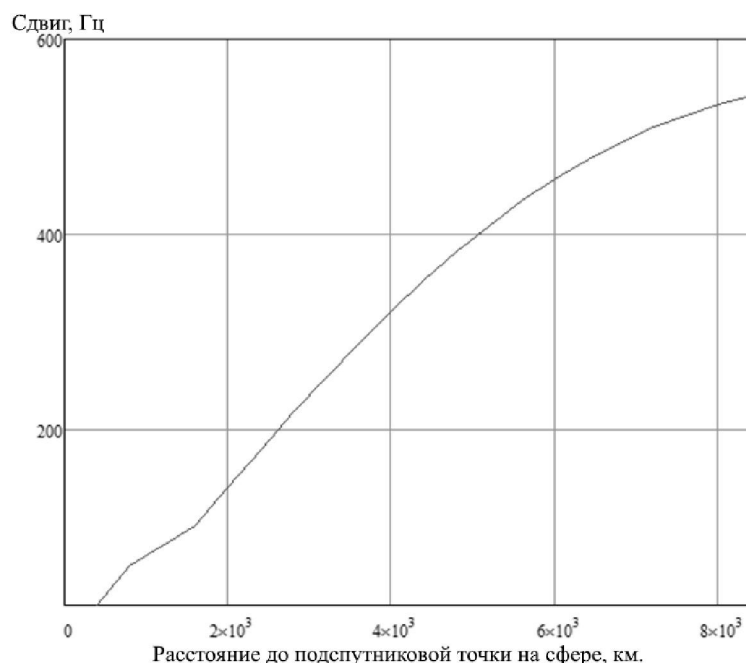


Рис 3. Примерный график зависимости максимального сдвига от расстояния до подспутниковой точки

Эта зависимость показывает, какое может быть максимальное значение доплеровского сдвига в той или иной точке условного земного шара, которая находится на определённом расстоянии от подспутниковой точки при заданных скорости движения и частоте. Зоны, обслуживаемые спутником с несколькими транспондерами, будут иметь различные значения сдвига, обусловленные положением спутника относительно этих зон. Если заменить пройденное расстояние по оси абсцисс на графике на значение угла прихода сигнала, то данный график станет универсальным для всех случаев приёма и описывать тенденцию изменения значения сдвига без учёта скорости изменения угла. Однако для условной наземной станции, зона покрытия которой несравнимо со спутниковым, угол прихода сигнала будет меняться очень быстро и недолго, так как приём осуществляется в условиях прямой видимости. В любом случае доплеровский сдвиг и различие доплеровских сдвигов для двух сегментов вещания в итоге отражается на помехоустойчивости системы, а для больших скоростей передвижения становится критичным фактором, рассмотрение которого станет центральной частью дальнейшего исследования.

Литература

1. Рухтер С.Г. Системы и сети цифрового радиовещания. - М.: Горячая линия - Телеком, 2017. - 448 с.
2. Rec. ITU-R BO.1130-4. Systems for digital satellite broadcasting to vehicular, portable and fixed receivers in the bands allocated to BSS (sound) in the frequency range 1 400-2 700 MHz, p. 88
3. DSB HANDBOOK. Terrestrial and satellite digital sound broadcasting to vehicular, portable and fixed receivers in the VHF/UHF bands. ITU , Radiocommunication Bureau, Geneva, 2002, p. 826.
4. Рухтер С.Г. Обеспечение мобильного приема на физическом уровне // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 10. С. 93-95.
5. Рухтер С.Г. О стратегии развития наземного радиовещания в Европе // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 10. С. 89-92.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ LDPC-КОДЕКА В СИСТЕМЕ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ DVB-T2

Пипп Полина Александровна
 студентка группы БРА1301 МТУСИ
 pola.pipp@gmail.com
Фролов Алексей Андреевич
 уч. секретарь НИЧ МТУСИ
 uch.sec.nts@srd-mtuci.ru

Ключевые слова: Помехоустойчивое кодирование, LDPC-коды, телевизионное вещание, синхронизация, кодирование изображений.

В работе исследована эффективность применения низкоплотных кодов (LDPC-кодов) в современных высокоскоростных системах телевизионного вещания. Проведен анализ современных систем телевизионного вещания, в которых применяется LDPC кодирование. Определено количество итераций декодирования низкоплотных кодов для разных скоростей кодирования.

В современных цифровых системах передачи данных для повышения помехоустойчивости применяются современные блочные коды такие, как коды Рида-Соломона, коды основанные на длинных псевдослучайных последовательностях (Задова-Чу, М-последовательности и др.). Известно, что битовая избыточность, которая вносится в сообщение при кодировании, снижает скорость передачи данных. Для повышения скорости передачи при выбранном уровне помехоустойчивости могут применяться низкоплотные коды.

Код с малой плотностью проверок на четность (Low density parity check, LDPC) является линейным блочным кодом, который описывается проверочной двоичной матрицей H (рисунок 1а), характеризующейся малым количеством единиц. Проверочная матрица может представляться в виде графа Таннера (рисунок 1б). [6] Его проверочные вершины f соответствуют

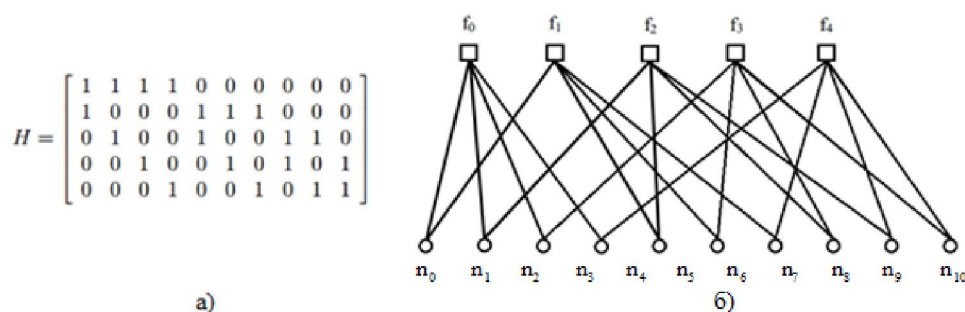


Рис 1. Проверочная матрица H (а) и ее представление графом Таннера (б) [7] строкам матрицы H , а символьные вершины n – столбцам матрицы. [4, 6, 7] Код обычно представляется как $LDPC(n, k)$, где k – количество битов в сообщении, n – длина переданного кодового слова c (рисунок 2), при этом $n \ll k$. [1]

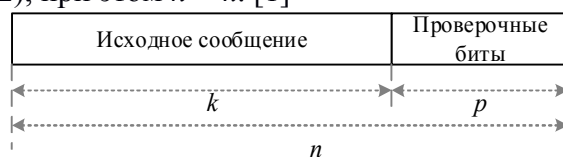


Рис 2. Структура кодового слова [1]

Кодирование исходного сообщения производится с помощью порождающей матрицы G , которая должна быть ортогональной проверочной матрице (формула 2). [1, 5] Сообщение u умножается на матрицу G , в результате получается кодовое слово c (формула 1). [4, 5]

$$c = yG \quad (1)$$

$$GH^T = 0 \quad (2)$$

$$cH^T = 0 \quad (3)$$

В декодировании входит несколько процессов: расчет начальных вероятностей, проверка принятого сообщения на четность и итерационное декодирование. Сначала на основе принятого кодового слова определяются начальные вероятности. Затем с помощью вычисленных вероятностей слово проверяется на четность, то есть вычисляется синдром ошибки. Если результат этой проверки удовлетворяет условию в формуле 2, то сообщение принимается. Иначе процесс декодирования слова повторяется, при этом вычисляются новые вероятности, которые теперь базируются на рассчитанных ранее данных, чтобы результат декодирования был наиболее верным. [3]

В программной среде MATLAB были разработаны кодер и декодер. Их функциональные схемы представлены на рисунке 3.

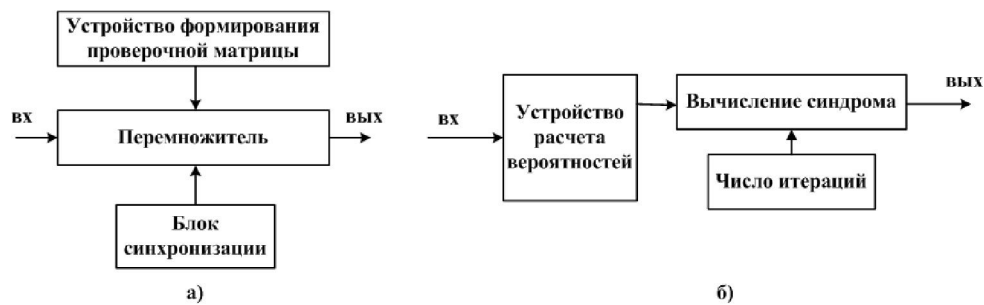


Рис 3. Функциональная схема LDPC кодера (а) и декодера (б)

Не смотря на сложность реализации, LDPC коды обладают более высокой устойчивостью к появлению ошибок, что позволяет передавать больше данных в канале. Также они обладают более крутой BER характеристикой, в отличие от сверточных кодов (convolutional code, CC) (рисунок 4).[8] На уровне $BER = 10^{-4}$ для LDPC кодов нагляден выигрыш в $E_b/N_0 = 5-6$ дБ перед сверточными.

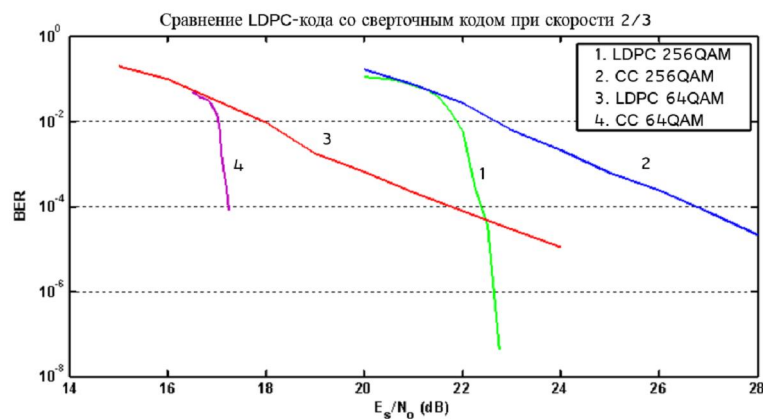


Рис 4. Сравнение BER характеристик сверточных кодов с LDPC-кодами [8]

Разработанные устройства выполняют процессы кодирования и декодирования с учетом особенностей отправляемой на них информации (цветное изображение).

Особенность цифровой передачи цветного изображения заключается в необходимости описании трех его компонент: красного, зеленого и синего цветов. Помимо RGB компонент пиксель несжатого изображения несет информацию об интенсивности каждого цвета, находящийся в диапазоне (0, 255) и представляет обобщенный Инкапсулированный поток данных [9-10]. Поэтому перед кодированием изображение переводится в двоичный эквивалент, размер каждого пикселя которого равен 3 байтам (24 битам). [7]

Несжатое изображение (размером 320x240) считывается из источника и преобразуется в двоичный эквивалент. После преобразования двоичная информация отправляется в передающее устройство, где кодируется LDPC-кодером на разной скорости и модулируется с помощью QPSK модуляции. Затем получившееся кодовое слово проходит канал связи с аддитивным белым гауссовским шумом определенного уровня. В приемном устройстве кодовое слово подвергается демодуляции и декодированию. Затем проводится процесс восстановления изображения из двоичного эквивалента в RGB.[7]



Рис 5. Декодирование изображения при ОСШ = 2 дБ



Рис 6. Декодирование изображения при ОСШ = 4 дБ



Рис 7. Декодирование изображения при ОСШ = 6 дБ

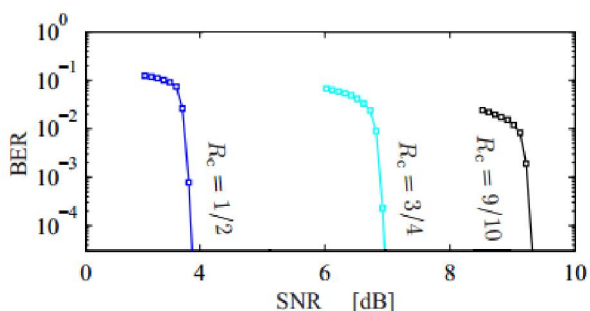


Рис 8. BER характеристики LDPC при скоростях кода 1/2, 3/4 и 9/10 [2]

Полученные в результате моделирования восстановленные изображения (рисунки 5-7) иллюстрируют значения количества ошибок при декодировании для различных значений ОСШ на входе LDPC декодера с разной скоростью кодирования. Результаты можно представить в виде BER характеристики (рисунок 8) с представлением в средних значениях для RGB компонент изображения.

На основе данных, представленных в данной статье, можно определить, что эффективность работы LDPC кодера зависит одновременно от нескольких факторов: скорости кодирования, уровня ОСШ на входе декодера, количества итераций декодирования, вида информации.

При более низких скоростях LDPC кодирования информация с ошибками лучше поддается восстановлению при низких значениях ОСШ (на скорости 1/2, ОСШ = 4 дБ при BER = 10⁻⁴, когда на скорости 9/10 это значение BER достигается только на ОСШ = 9,5 дБ).

В такой системе телевизионного вещания была проверена зависимость чувствительности системы от числа итераций декодера. В случае LDPC кодов основным методом декодирования является итеративный алгоритм распространения доверия (belief propagation). Этот метод используется для параллельного вычисления сообщения. В

результате исследования было замечено, что выходная характеристика декодера приобретает более крутой характер с ростом числа итераций (рисунок 9), энергетический выигрыш работы декодера при 50 итераций и $BER = 10^{-4}$ равен $E_s/N_0 = 1,5$ дБ по сравнению с 10 итерациями.

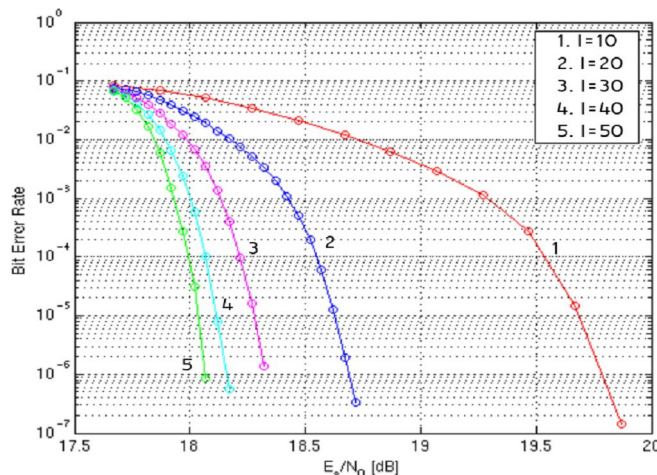


Рис 9. Зависимость чувствительности системы от числа итераций (скорость 2/3, 256QAM) [8]

В системе с каналом связи с АБГШ была исследована эффективность использования LDPC кода в высокоскоростных системах телевизионного вещания.

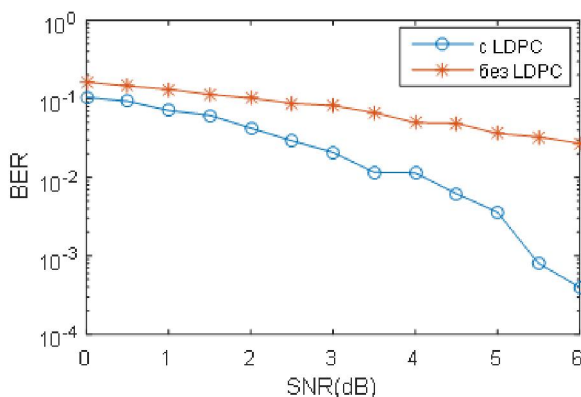


Рис 10. Зависимость вероятности ошибки на выходе LDPC декодера от значений ОСШ (скорость кодирования 1/2, модуляция BPSK, ширина канала 20 МГц)

На основе полученных характеристик (рисунок 10) можно сделать вывод, что использование LDPC кода увеличивает помехоустойчивость цифровых высокоскоростных систем телевизионного вещания. Использование кодера, основанного на LDPC кодах, на несколько порядков уменьшает ошибки на выходе его декодера (при ОСШ = 10-11 дБ $BER = 10^{-3}$ без использования LDPC кодов и $BER = 10^{-3}$ с их использованием при ОСШ = 5,5 – 6 дБ).

Помехоустойчивое кодирование на основе LDPC-кодов является наиболее современным и перспективным видом кодирования. Его преимущества уже активно используются в современных цифровых технологиях телевизионного вещания. Но для модернизации существующих методов кодирования с LDPC кодами следует продолжить исследование их эффективности в многолучевом релейском канале связи.

ВЫВОДЫ

- В Применение LDPC кодов позволяет повысить помехоустойчивость систем радиодоступа примерно на 4-5 дБ.
- В По результатам работы определено количество итераций декодирования низкоплотностными кодами для разных скоростей кодирования. Выявлено, что большее количество итераций позволяет повысить помехоустойчивость системы на 1,5 дБ.

- В Полученные результаты позволяют оценить преимущества LDPC кодов в современных системах телевизионного вещания DVB-T2 в условиях радиоканала с АБГШ. Однако исследование низкоплотных кодов проведено не полностью.
- В Необходимо исследовать эффективность LDPC кодека в многолучевом релейском канале связи.

Литература

1. Эльшафеев М. А., Метод помехоустойчивого кодирования телеметрической информации, исправляющий пропуски и инверсии битов // Наука и Образование. МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2014, №10
2. A. Alvarado, E. Agrell, Four-Dimensional Coded Modulation with Bit-wise Decoders for Future Optical Communications, Journal of Lightwave Technology, 2014
3. I. Mashhor, L. Miyakawa, S. Sherry, Implementation of High Performance LDPC in a Communications Channel, Carnegie Mellon University, 2000
4. S. J. Johnson, Introducing Low-Density Parity-Check Codes, The University of Newcastle, 2010
5. M. Pregara, Z. Saigh, Low Density Parity Check Code Implementation, Bradley University, 2013
6. W. E. Ryan, An Introduction to LDPC Codes, The University of Arizona, 2003
7. P. A. Vaswani, D. P. Rathod, P. B. Ghate, S. H. Meshram, LDPC Codes based Error Resilient Image Transmission over AWGN Channel, International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), vol. 3, issue 7, 2014
8. ETSI TS 102 831 V1.1.1 (2010-10). Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)
9. Селимов Р.С., Балобанов А.В. Особенности формирования видеoinформационного сигнала в системе DVB-T2 // Телекоммуникации и информационные технологии. 2015, №1, С. 56-58. (<http://www.srd-mtuci.ru/attachments/article/249/ТИТ-1-2015.pdf>).
10. Лобов Е.М., Косилов И.С., Кандауров Н.А., Елсуков Б.А. Метод определения помехоустойчивости сложных сигнально кодовых конструкций на основе семейства широкополосных ортогональных сигналов и недвоичного LDPC-кода в условиях ионосферного канала // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 8. С. 55-59.

ЦИФРОВЫЕ БАНКИ ФИЛЬТРОВ АНАЛИЗА-СИНТЕЗА СИГНАЛОВ

Платонов Олег Игоревич
студент группы БРМ1301 МТУСИ
lego-9000@yandex.ru

Лобов Евгений Михайлович
МТУСИ, к.т.н., доцент кафедры РТС
lobov@srd.mtuci.ru

Ключевые слова: Децимация, интерполяция, фильтр, банк, канал, анализ, синтез

В работе рассмотрены задача и основные принципы построения цифровых банков фильтров анализа-синтеза сигналов, с последующей децимацией входного цифрового потока и обратной его интерполяцией. Рассмотрена схема реализации таких устройств с использованием псевдо-квадратурных зеркальных фильтров(PQMF). Проанализированы проблемы, возникающие при реализации подобных банков цифровых фильтров, связанные с эффектом наложения спектра. Так же, при помощи среды математического моделирования Matlab была синтезирована 32-х канальная система анализа-синтеза, разделяющую на равные субполосы диапазон частот от 0 до 30 МГц, и затем экспериментально получен уровень вносимых ею искажений.

Банк фильтров состоит из фильтров анализа и синтеза. Вместе они образуют систему анализа-синтеза (см. рисунок 1, [1-2]). При анализе сигнал с помощью набора полосовых фильтров разделяется в частотной области на M поддиапазонов, в каждом из которых понижается частота дискретизации с коэффициентом M при помощи дециматоров для последующей обработки, зависящей от области применения. Затем осуществляется синтез сигнала, при котором составляющие в каждом канале системы интерполируются с коэффициентом M при помощи интерполяторов и затем объединяются для получения выходного сигнала.

Любые субполосные системы кодирования информации основываются на работе устройств, изменяющих тактовую частоту входного сигнала: дециматорах и интерполяторах.

Дециматор (компрессор частоты дискретизации) – устройство, осуществляющее децимацию (прореживание) сигнала во временной области. Децимация - операция, заключающаяся в удалении отсчетов входной последовательности, чей порядковый номер, кратен коэффициенту децимации.

При понижении частоты дискретизации сигнала происходит наложение повторяющихся компонент спектра согласно теореме Котельникова. Чтобы этого избежать, необходимо на первом этапе процедуры децимации выполнить фильтрацию входного сигнала при помощи фильтра нижних частот, ограничивающего полосу частот сигнала до частоты согласно (3):

$$f = \frac{f_d}{2 * M} \quad (3)$$

где M – коэффициент децимации

f_d – частота дискретизации входного сигнала.

Интерполятор – устройство, выполняющее повышение частоты дискретизации входного сигнала в M раз. Интерполяция – операция, заключающаяся в добавлении между отсчетами, чей порядковый номер кратен коэффициенту прореживания, нулевого отсчета.

Процедура интерполяции также выполняется за два этапа. Сначала исходный сигнал поступает на вход интерполятора, где при помощи добавления нулевых отсчетов между каждой парой входных отсчетов формируется сигнал с повышенной в M раз частотой дискретизации. Спектр выходного сигнала интерполятора содержит M копий «сжатого» в M раз спектра входного сигнала. Для их устранения после интерполятора ставится фильтр

нижних частот с частотой среза равной максимальной частоте входного сигнала (см рисунок 1).

В случае, когда коэффициент децимации в каждом субканале системы равен отношению ширины спектра в каждом канале а к ширине спектра исходного сигнала, иначе можно записать по формуле (4):

$$\sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{m_k} = 1 \quad (4)$$

то такая система анализа/синтеза называется системой с полной децимацией.

Тогда на выходе системы анализа получаем M сигналов, отражающих значения исходного входного сигнала в определенном поддиапазоне частот, которые представлены в сумме тем же количеством отсчетов, что и исходный сигнал. Каждый субполосный сигнал в отдельности может быть эффективно обработан по некоторому алгоритму (см. рисунок 1). [2]

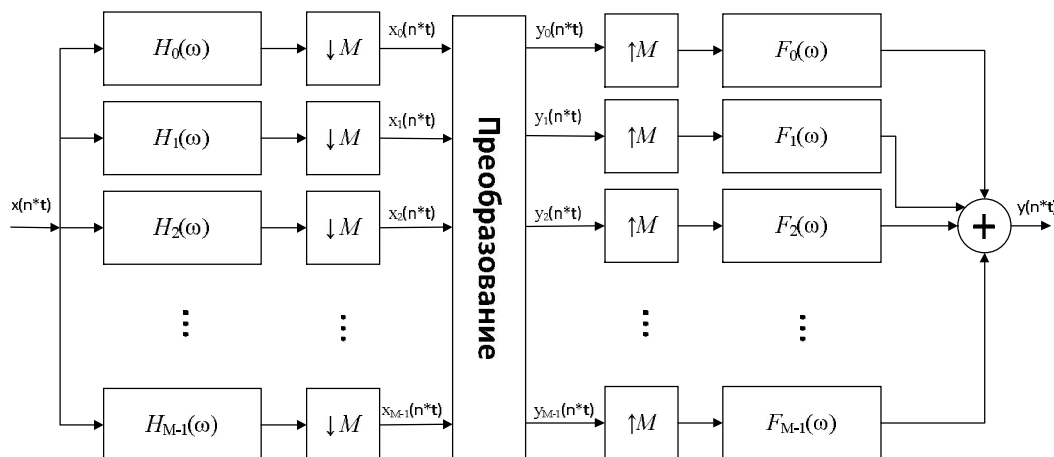


Рис 1. Банк цифровых фильтров анализа-синтеза

Подобные наборы фильтров частотной селекции нашли широкое применение в различных устройствах, таких как панорамные радиоприемники, системы скрытой связи, анализаторы спектра, трансмультиплексоры, полосные вокодеры т.д.

Банки цифровых фильтров-дециматоров используются в системах радиолокации, а также лежат в основе алгоритмов сжатия аудиосигналов и видеоизображений стандартов MPEG-1, MPEG-2, MPEG-4. В настоящее время, данные стандарты кодирования видеоизображений получили широчайшее распространение. В частности, они используются во многих стандартах цифрового радиовещания поскольку обладают высоким качеством видеосжатия, и высокой скоростью декодирования [5].

Цель статьи – синтезировать 32-х канальную систему анализа-синтеза, разделяющую на равные подполосы диапазон от 0 до 30 МГц, провести ее имитационное моделирование и оценить уровень искажений сигнала на выходе по сравнению с сигналом на входе.

При синтезе сигналов банка полосовых фильтров возникает ошибка восстановления. Ключевым источником ошибки являются наложения спектра цифрового сигнала при его децимации, поскольку фильтры анализа являются неидеальными в зоне их непрозрачности. [1, 2].

При понижении частоты дискретизации сигнала в M раз произойдет наложение спектра сигналов основной полосы и сигнала в зоне непрозрачности фильтра, согласно теореме Котельникова. Однако существуют методики расчета банков цифровых фильтров, которые позволяют полностью или почти полностью, то есть с любой наперед заданной точностью, восстановить исходный сигнал.

Алгоритмы синтеза банков фильтров с возможностью идеального восстановления сигнала на выходе системы анализа-синтеза предполагают решение нелинейной задачи оптимизации с большим числом искомых параметров, количество которых растет с числом

каналом и порядком используемых фильтров. С другой стороны, широкое распространение получили банки фильтров с использованием псевдо-квадратурных зеркальных фильтров. Блок фильтров Pseudo-QMF (PQMF) является банком фильтров с почти идеальным восстановлением исходного сигнала. Для синтеза подобного банка фильтров необходимо рассчитать прототип ФНЧ с учетом минимизации наложения спектров в соседних каналах, что значительно проще расчета банка фильтров с идеальным восстановлением. Фильтр-прототип должен быть спроектирован так, чтобы амплитудно-частотная характеристика была в приближении плоской (с минимальными пульсациями) и частота среза равнялась π/M . Из работ [1] и [2] следует, что для этого необходимо, чтобы выполнялись равенства:

$$\left|H(e^{j\omega})\right|^2 + \left|H(e^{j[\pi/M - \omega]})\right|^2 = 1, \quad 0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{M} \quad (5)$$

$$\left|H(e^{j\omega})\right| = 0, \quad \omega > \frac{\pi}{M} \quad (6)$$

где M – коэффициент децимации, ω – нормированная частота. Затем коэффициенты ИХ остальных фильтров синтезируемого банка фильтров анализа и фильтров синтеза можно получить при помощи косинус модуляции: [4]

Для фильтров анализа:

$$h_k(n) = 2h(n) \cos\left(\frac{\pi}{M}\left(k + \frac{1}{2}\right)n + \varphi_k\right) \quad (7)$$

Для фильтров синтеза:

$$f_k(n) = 2h(n) \cos\left(\frac{\pi}{M}\left(k + \frac{1}{2}\right)n - \varphi_k\right) \quad (8)$$

где M – коэффициент децимации, $k = 0, \dots, M-1$, $h(n)$ – импульсная характеристика фильтра прототипа, n – номер отсчета импульсной характеристики фильтра прототипа.

Фазы ограничены в соответствии с минимизацией наложений:

$$\varphi_k = (-1)^k \frac{\pi}{4} \quad (9)$$

Известно множество подходов к синтезу фильтров-прототипов для системы анализа-синтеза на основе PQMF. В настоящей статье для расчета фильтра прототипа используется метод предложенный в работе [3]. Данный метод использует алгоритм Чебышевской аппроксимации для непосредственного проектирования фильтра, приближенно удовлетворяющего равенствам (5) и (6). Суть метода заключается в варьировании границей полосы пропускания фильтра с целью минимизации функции ошибки:

$$\phi = \max\left\{\left|H(\omega)\right|^2 + \left|H\left(\omega - \frac{\pi}{M}\right)\right|^2 - 1\right\}, \quad 0 < \omega < \frac{\pi}{M} \quad (10)$$

Данная функция ошибки вытекает непосредственно из равенств (5) и (6).

Для расчета фильтра прототипа, используя данную функцию ошибок был использован пакет Matlab. Для этого была написана программа, которая вычисляет коэффициенты импульсной характеристики фильтра с необходимыми характеристиками, при минимальном значении выражения (10).

АЧХ прототипа приведена на рисунке 2. Граничное значение полосы пропускания фильтра находится на уровне 121.7 кГц, а полосы задержания – 945.7 кГц. Уровень неравномерности в полосе пропускания фильтра $1 \cdot 10^{-5}$ дБ. Так же, синтезированный фильтр прототип обеспечивает подавление в полосе задержания на уровне 110 дБ. Тогда полную систему анализа-синтеза сигналов, состоящую из 32 каналов в диапазоне от 0 до 30 МГц можно получить при помощи косинус модуляции, согласно формулам (7) и (8). Чтобы получить 32 канальную систему анализа синтеза так же был использован пакет Matlab. АЧХ фильтров анализа приведена на рисунке 3. Из рисунка 3 видно, что АЧХ соседних по диапазону фильтров пересекаются на уровне -3 дБ.

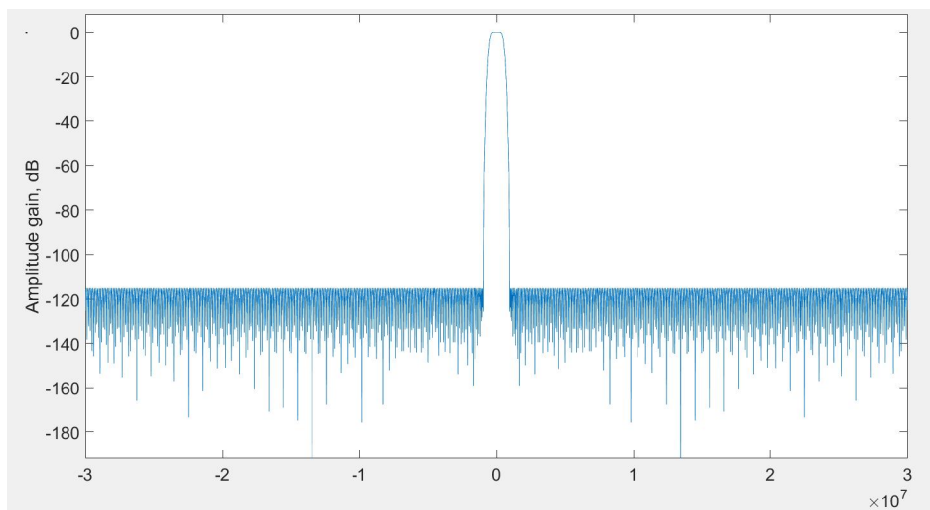


Рис 2. Амплитудно-частотная характеристика фильтра прототипа

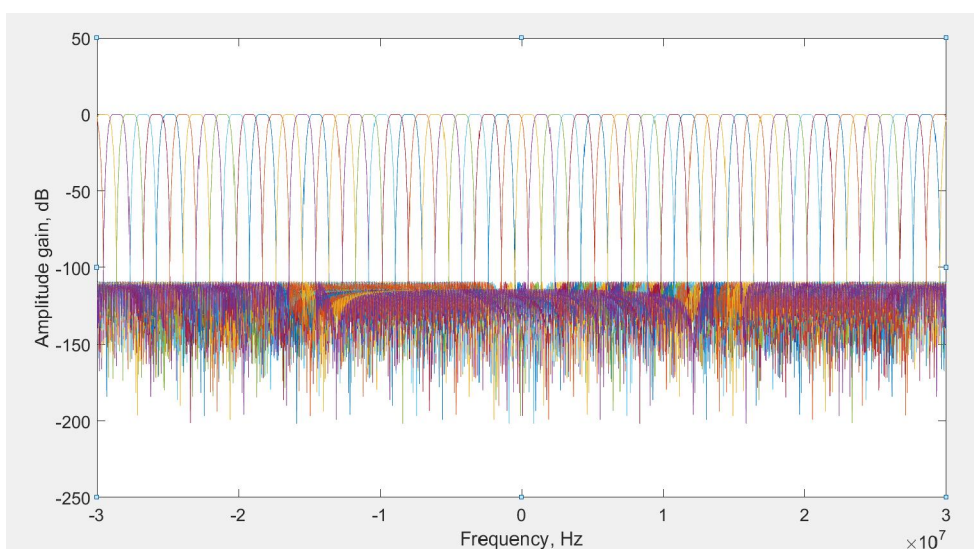


Рис 3. Амплитудно-частотные характеристики полосовых фильтров анализа

Для оценки уровня искажений, вносимых системой анализа-синтеза используем следующую схему в среде моделирования Simulink (см. рисунок 4).

В данной схеме широкополосный сигнал со случайно сформированной амплитудой и фазой подается на вход смоделированного 32-канального банка цифровых фильтров анализа-синтеза, где он разбивается на 32 поддиапазоны с понижением частоты дискретизации в каждом из поддиапазонов в 32 раза, а затем вновь объединяется в системе синтеза. Сигнал с выхода сформированной системы вычитается из сигнала, подаваемого на вход, и разница вещественной и мнимой частей сигнала отображается на осциллографе. Разница между действительными и мнимыми частями сигналов со входа и выхода системы указывает на уровень ошибки восстановления сигнала в банке цифровых фильтров. В случае идеального восстановления на осциллографах должен наблюдаться нулевой сигнал.

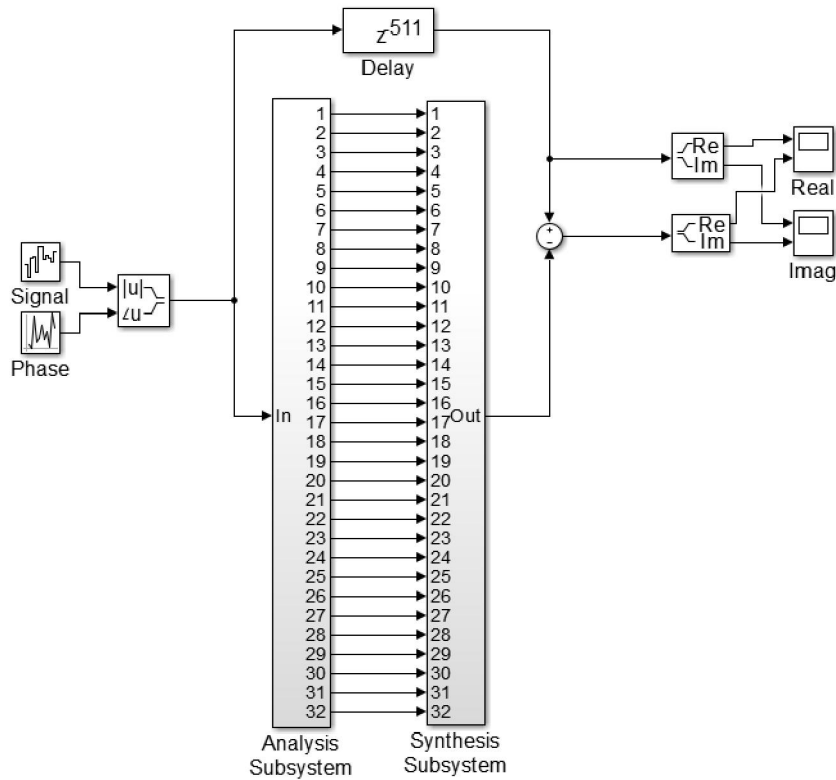


Рис 4. Схема эксперимента с использованием среды моделирования Simulink

На рисунках 5 и 6 изображены действительная и мнимая часть случайного процесса на входе банка цифровых фильтров(сверху), а также разница между сигналом на входе и выходе(снизу). Данные рисунки получены при помощи осциллографов на выходе схемы (см. рисунок 4).

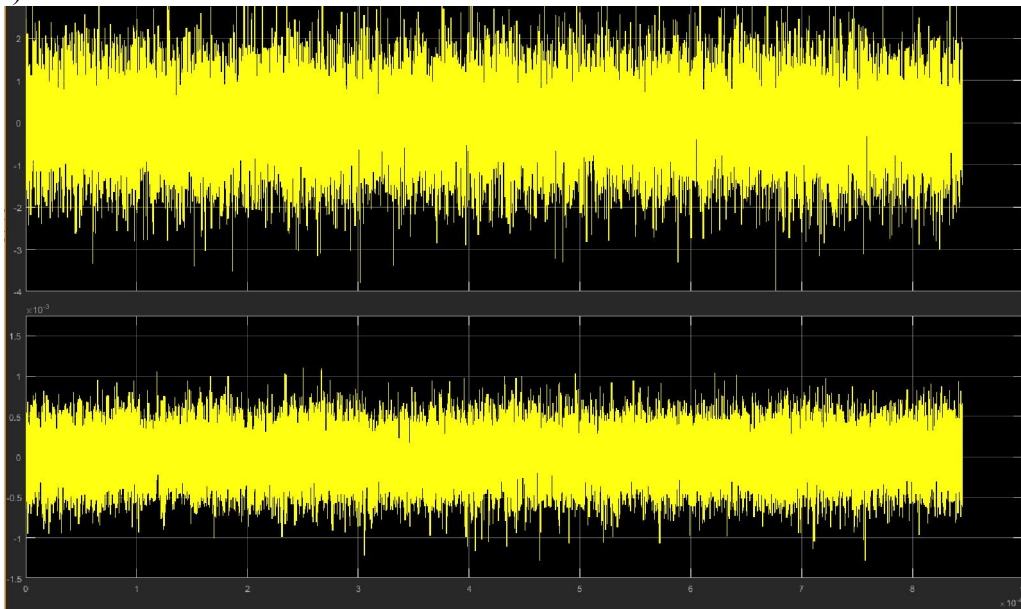


Рис 5. Действительная часть сигнала на входе банка фильтров и разница между сигналами на входе и выходе

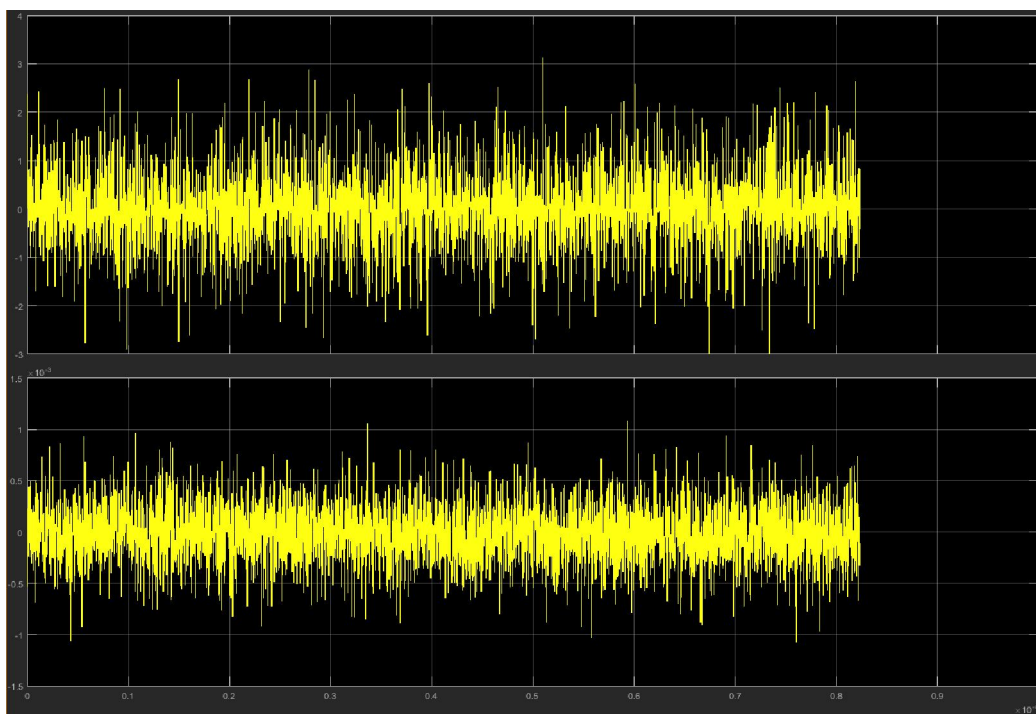


Рис 6. Мнимая часть сигнала на входе банка фильтров и разница между сигналами на входе и выходе

В собранной схеме был получен относительный уровень ошибки восстановления реальной и мнимой части составил $1 \cdot 10^{-3}$ (нижняя осциллограмма на рисунках 5 и 6), что является удовлетворительным показателем работы системы.

Вывод: в настоящей статье были рассмотрены основные принципы построения цифровых банков анализа синтеза сигналов. Проведено проектирование системы анализа-синтеза на основе банка PQMF, состоящего из 32-х каналов. Проведено моделирование спроектированной системы и экспериментально был получен относительный уровень ошибки восстановления сигнала на выходе системы анализа синтеза.

Литература

1. *Петровский А.А. и др.* Цифровые банки фильтров: анализ, синтез и применение в мультимедиа-системах: Учеб. метод. пособие для студентов «Электронные вычислительные средства» дневной формы обуч. / А.А. Петровский, М.Парфенюк, А.Борович и др. – Мн.: БГУИР, 2006. – 83с
2. *Витязев В.В. и др.* Основы многоскоростной обработки сигналов: Учеб. пособие. Ч. 2 / В.В. Витязев, А.А. Зайцев; Рязан. гос. радиотехн. ун-т Рязань, 2006. 104 с.
3. *Creusere C.D., Mitra S.K.* A Simple Method for Designing High-Quality Prototype Filters for M-band Pseudo QMF Banks, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 43, No.4, pp. 1005-1007, Apr. 1995.
4. *D. Koilpillai, P.P. Vaidyanathan,* Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction, IEEE transaction on signal processing, 1992. Vol. 40, № 4. P. 770– 783.
5. *Топильский С.А., Власюк И.В.* Исследование методов кодирования и протоколов передачи сигналов телевизионных изображений в системах интернет-телевидения по технологии OTT-TV // Телекоммуникации и информационные технологии. 2016, Т. 1, №1, С. 58-62. (<http://www.srd-mtuci.ru/attachments/article/249/ТИТ-1-2016.pdf>)

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМ УСИЛЕНИЕМ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Шмаков Никита Дмитриевич
студент группы МРТ1501, МТУСИ
shmaki-shmak@yandex.ru

Иванюшкин Роман Юрьевич
к.т.н., доцент кафедры РОС, МТУСИ
rivanyushkin@gmail.com

Ключевые слова: Усилитель с распределенным усилением, полевые транзисторы, энергетические характеристики, вилка фильтров, искусственные длинные линии.

Рассматриваются основные преимущества и недостатки усилителей с распределенным усилением. Представлены результаты моделирования усилителя с распределенным усилением на полевых транзисторах BLF278. Приводятся рекомендации для улучшения основных характеристик усилителя с распределенным усилением на дискретных полевых транзисторах, основанные на полученных выводах по результатам исследования.

Усилители с распределенным усилением, работающие в режимах класса А и АВ, применяются в радиопередающих устройствах для окончного усиления мощности, а также в качестве предварительных усилителей. Также УРУ могут применяться в радиоприемных устройствах и измерительной технике. КПД таких усилителей может достигать в режиме класса А 15%, а в режиме класса В – 50%. Низкий КПД и низкий коэффициент усиления являются основными недостатками УРУ. К достоинствам усилителей с распределенным усилением следует отнести: [3, 5-7]

1. Постоянный коэффициент усиления и равномерный уровень полезной мощности в заданном диапазоне частот.
2. Существенно снижается шунтирующее влияние паразитных входных и выходных емкостей усилительных элементов без необходимости резонансного построения усилительного каскада.
3. Возможность усиления в широком диапазоне частот вплоть до сотен МГц.
4. Распределенное теплоотведение.

Для расчета УРУ рабочий диапазон частот принимается равным 10-108 МГц. Расчет усилителя ведется на верхнюю частоту диапазона – 108 МГц. [1]

По рассчитанным данным построена модель усилителя с распределенным усилением на полевых транзисторах BLF278 [4]. Для упрощения моделирования произведено моделирование на трех активных элементах в режиме класса В. Смоделированная схема представлена на рис. 1.

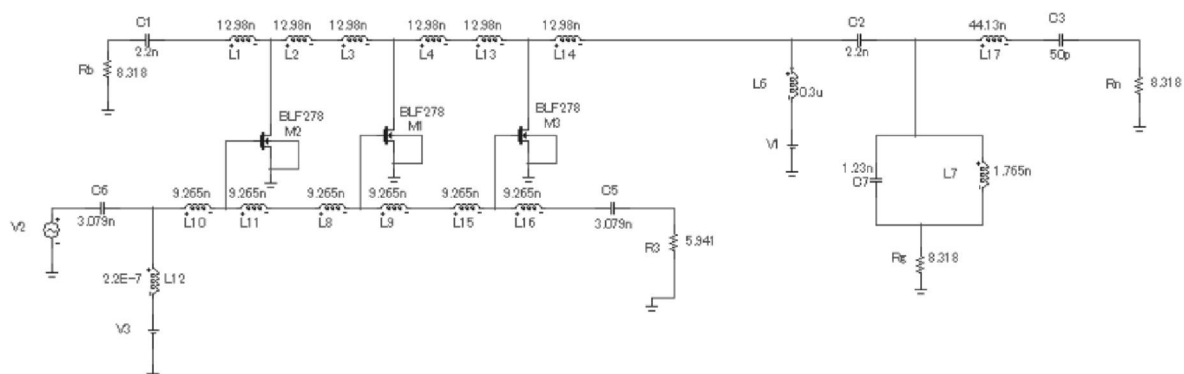


Рис. 1 – Схема УРУ на полевых транзисторах BLF278

В схеме используется вилка фильтров, обеспечивающая резистивную нагрузку по всем гармоникам. Она образуется последовательным и параллельным колебательными контурами, которые настроены на первую (полезную) гармонику тока стока. Сопротивление нагрузки каждого из колебательных контуров численно равно волновому сопротивлению выходной искусственной длинной линии. При расчете колебательных контуров нагруженная добротность принималась равной 5.

Для проверки режима работы усилительных приборов исследованы осциллограммы выходного тока, которые приведены на рис.2.

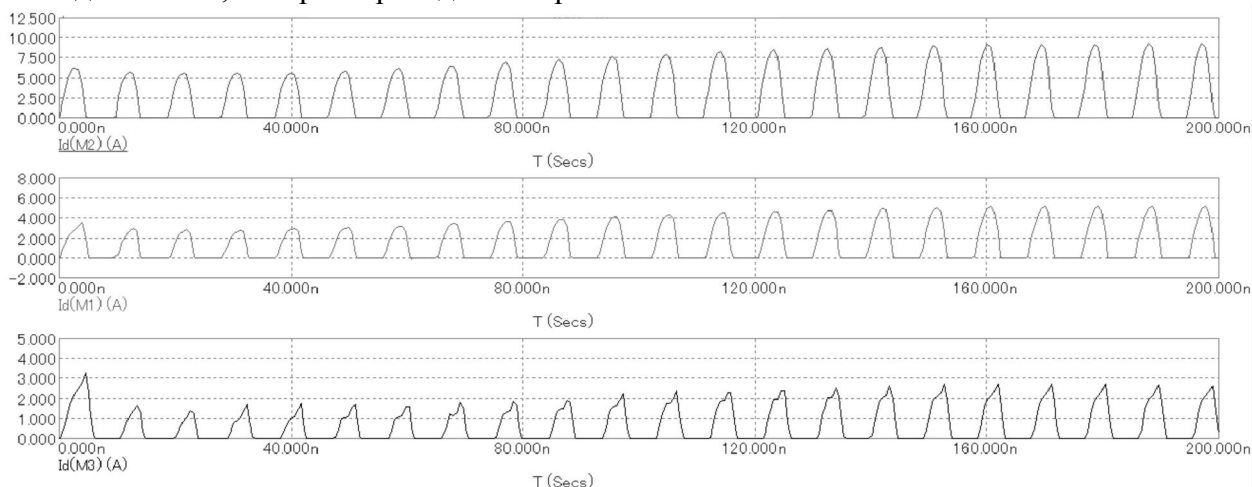


Рис. 2 – Осциллограммы выходного тока

Из рис. 2 видно, что усилительные приборы работают в режиме класса В. Напряженность режима работы транзисторов увеличивается в направлении от левого транзистора к правому, что соответствует теории. Для проверки правильности работы вилки фильтров также исследованы осциллограммы первой (полезной) гармоники тока и выходного напряжения. Осциллограммы представлены на рис.3

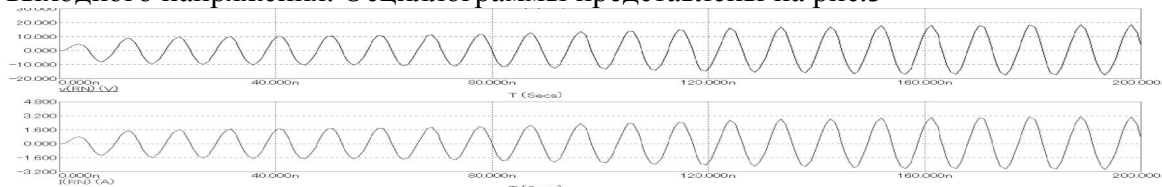


Рис. 3 – Осциллограммы выходного тока и напряжения

Поскольку формы тока и напряжения на полезной нагрузке синусоидальные, то можно сделать вывод, что вилка фильтров работает корректно. Также исследованы энергетические характеристики смоделированного усилителя с распределенным усилением.

На рис. 4 представлена зависимость полезной мощности в нагрузке от частоты.

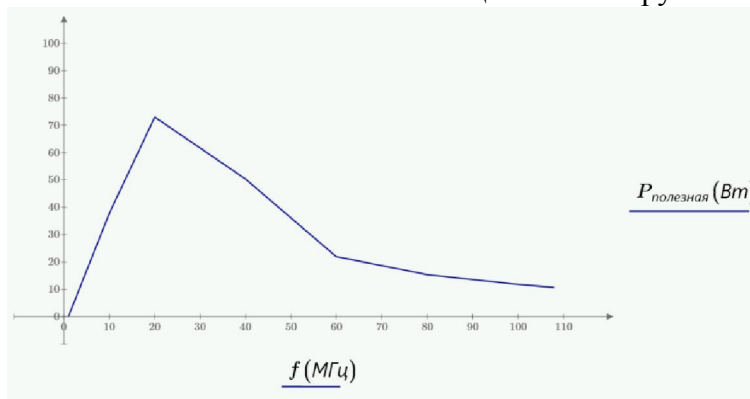


Рис. 4 – Зависимость полезной мощности в нагрузке от частоты

Как видно из рис.4 уровень мощности распределен неравномерно по частотному диапазону и наибольшее усиление происходит на частоте 20 МГц и равно 73 Вт.

Зависимость потребляемой мощности от частоты представлена на рис. 5.

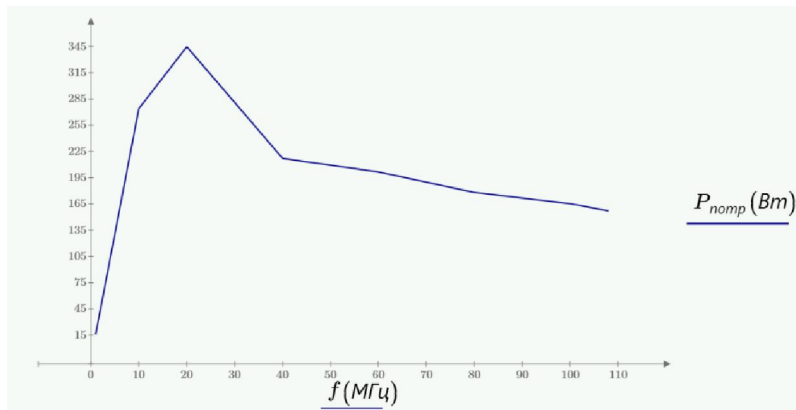


Рис. 5 – Зависимость потребляемой мощности от частоты
 Зависимость мощности рассеиваемой в балласте от частоты представлена на рис.6.

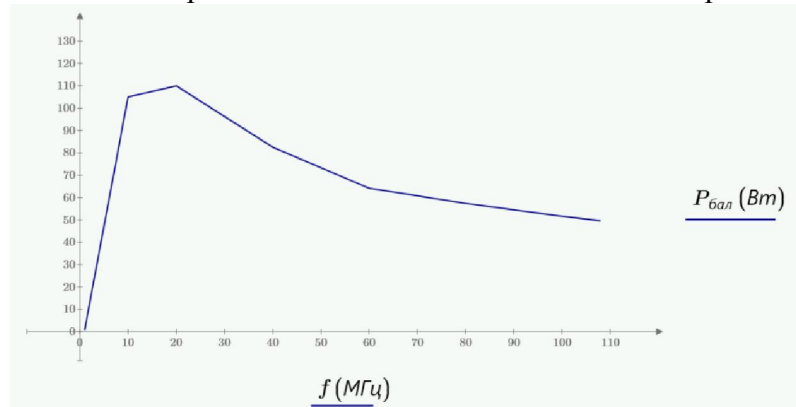


Рис.6 – Зависимость мощности рассеиваемой в балласте от частоты
 Мощность, рассеиваемая в балластной нагрузке больше, чем полезная мощность в нагрузке, что расходится с теорией. Зависимость мощности высших гармоник в балластной нагрузке вилки фильтров от частоты представлена на рис.7.

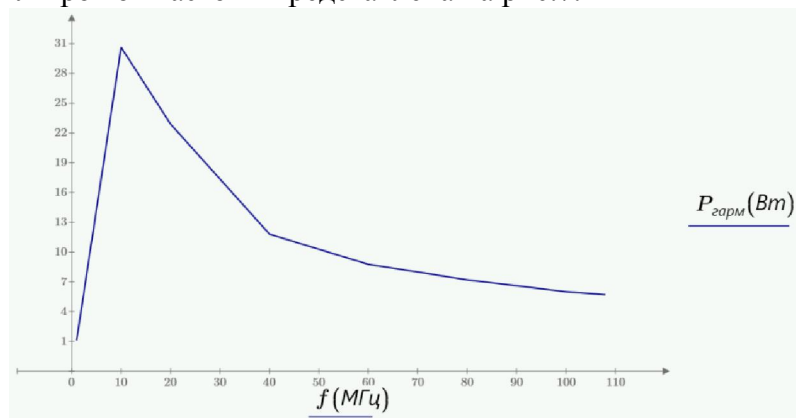


Рис.7 – Зависимость мощности гармоник от частоты
 Как видно из рис.7, мощность гармоник меньше полезной мощности, следовательно, вилка фильтров работает корректно. Зависимость КПД от частоты представлена на рис.8.

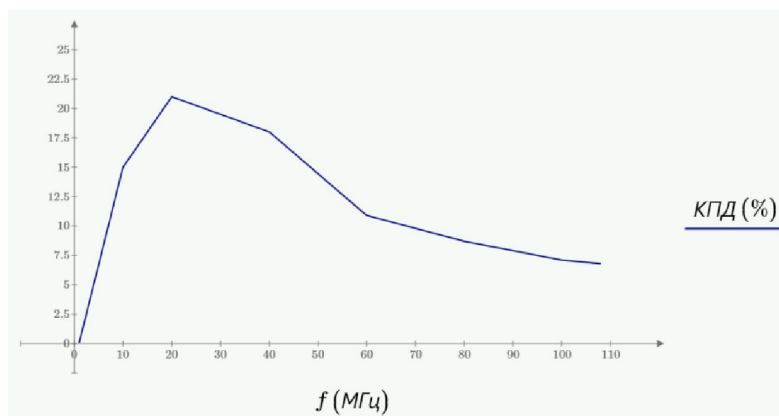


Рис.8 – Зависимость КПД от частоты

Как видно из выше приведенных зависимостей, можно сделать вывод, что уровень полезной и потребляемой мощностей распределен неравномерно по частотному диапазону. Максимальные уровни мощностей и КПД находятся в области 20 МГц. Мощность, рассеиваемая в балласте больше полезной мощности, что для усилителей с распределенным усилением не соответствует теории. Данные проблемы возникают из-за нескольких причин:

- В Некорректная работа модели усилительного прибора, поскольку в ней неправильно учитываются его паразитные емкости
- В Некорректная работа искусственных длинных линий, включающих емкости усилительных приборов, из-за несоответствия существующих методик расчета УРУ [1] случаю его построения на современных полевых транзисторах.

Чтобы исправить недостатки смоделированного усилителя с распределенным усилением на полевых транзисторах BLF 278, при дальнейших исследованиях целесообразно рассмотреть альтернативный способ построения УРУ на основе ФНЧ звеньев 3-го порядка, а также произвести расчет режима работы активного элемента воспользовавшись известными соотношениями для резонансных усилителей [2].

Литература

1. *Алексеев О.В.* Усилители мощности с распределенным усилением. // Ленинград: Издательство «Энергия». Ленинградское отделение, 1968
2. *Шахгильдян В.В., Шумилин М.С., Козырев В.Б. и др.* Проектирование радиопередатчиков // Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2000, 4-е изд., с. 177-186.
3. *Шмаков Н.Д., Иванюшкин Р.Ю.* Исследование усилителя мощности бегущей волны на полевых транзисторах // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2016. – Т. 16. – № 4. – С. 176–179
4. Официальный сайт компании ASI. Datasheet BLF 278 [Электронный ресурс]. URL: <http://www.advancedsemiconductor.com/transistors/BLF/BLF278.shtml> (дата обращения 20.09.2016)
5. *Шмаков Н.Д.* Исследование усилителя мощности бегущей волны // Сборник материалов XI-ой Московской межвузовской научно-практической конференции «Студенческая наука». – 2016.
6. *Шмаков Н.Д., Иванюшкин Р.Ю.* Гибридный телевизионный передатчик для цифрового и аналогового вещания // Телекоммуникации и информационные технологии. 2015, Т. 1, №1, С. 30-34. (<http://www.srd-mtuci.ru/attachments/article/249/ТИТ-1-2015.pdf>).
7. *Иванюшкин Р.Ю., Дулов И.В., Овчинникова М.В., Тришина Ю.А.* История и перспективы применения метода автоматической регулировки режима для повышения КПД радиопередатчиков // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2012. Т. 6. № 9. С. 66-67.

**ПОСТАНОВКА ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ ПО ПРЕДОСТАВЛЕНИЮ
ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСЛУГ НА БАЗЕ ОБОРУДОВАНИЯ SI3000 КОМПАНИИ
ISKRATEL**

Касанов Кирилл Валерьевич
студент группы М61601 МТУСИ
kirill23115@yandex.ru

Оханцев Сергей Сергеевич
студент группы М61603 МТУСИ
sergey-243@mail.ru

Маликова Елена Егоровна
научный руководитель к.т.н.,
доцент МТУСИ
emalikova@gmail.com

Ключевые слова: дополнительные виды обслуживания (ДВО), сигнальная нагрузка, лабораторная работа, Call-сервер, подсистема IMS, интенсивность потока сигнальных сообщений, матрица вероятностей переходов, класс заявки.

Работа посвящена разработке лабораторных работ по изучению дополнительных видов обслуживания (ДВО) на оборудовании SI3000 компании Iskratel. Кроме того, в работе рассматривается интенсивность потока сигнальных сообщений, полученных на основе снятой трассировки и ее анализа с помощью программы Wireshark. Также произведен расчет средней длины сигнального сообщения и среднего времени обслуживания сигнальной нагрузки на каждом узле подсистемы IMS при установлении соединения между двумя абонентами этой подсистемы.

Целью данной работы является изучение технических возможностей оборудования компании Iskratel, размещенного на стенде кафедры Сетей связи и систем коммутации в аудитории Л-411, и разработка лабораторных работ по предоставлению дополнительных видов обслуживания (ДВО) на основе данного оборудования. Практической значимостью данной работы является создание лабораторных работ для студентов нашего университета, предоставляющих возможность изучения принципов построения сетей следующего поколения и получение навыков работы с оборудованием на практике.

Установленный макет серверного оборудования компании Iskratel включает в себя плату ES (Ethernet-коммутатор), которая используется для подключения двух телефонных SIP аппаратов, а также для коммутации всех узлов сети. На стенде организована сеть NGN и сеть IMS. Плата CS-NGN используется в качестве программного коммутатора для сети NGN, плата CS-IMS является call-сервером для сети IMS [1]. Два аналоговых телефонных аппарата подключаются к плате аналоговых абонентских линий POTS через кросс коннектор. Взаимодействие с другими коммутационными узлами осуществляется посредством платы транкингового шлюза SMG в соответствии с протоколами DSS1, OKC №7. На сервере менеджмента Lenovo данного стенда размещена система управления SI 3000 MNS (Management Network Services) и сервер пользовательских данных HSS (Home Subscriber Server). Для управления call-серверами применяются персональные компьютеры, подключенные к локальной сети. Беспроводное подключение абонентов, использующих SIP-клиент для смартфона или планшета, осуществляется через точку Wi-Fi доступа.

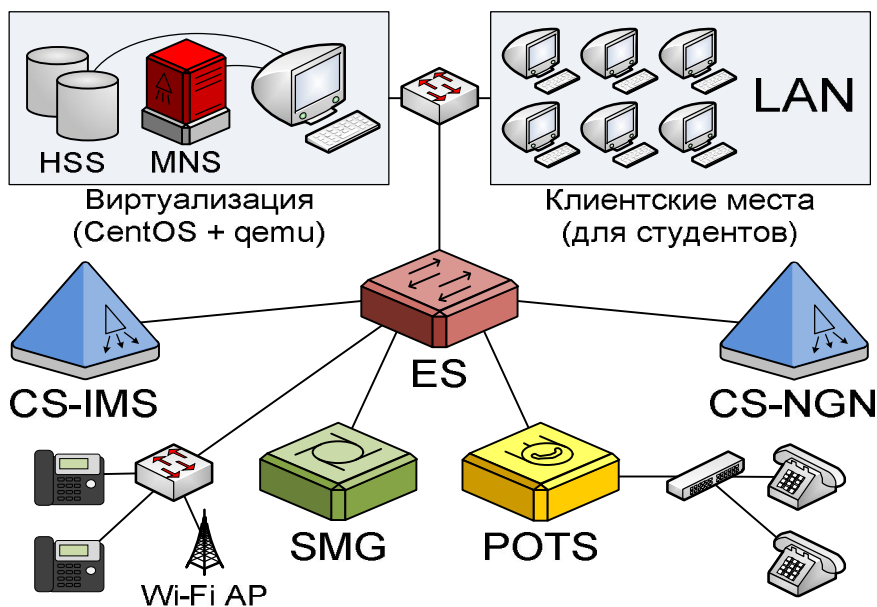


Рис.1. Структурная схема макета *Iskratel SI3000*

Ниже представлен список плат, используемых в макете с указанием их IP- адресов:

- Плата *ES* (*IDJ AB, AN6211*, 172.18.212.170);
- Плата *CS-IMS* (*CVJ AA, CS6115*, 172.18.212.150);
- Плата *CS-NGN* (*CVJ AA, CS6115*, 172.18.212.160);
- Плата *SMG* (*CMI AB, MG6114*, 172.18.212.180);
- Плата *POTS* (*SAK, LA6112*, 172.18.212.190).

Ранее были составлены три лабораторные работы на данном оборудовании [2] :

- «Основы управления и взаимодействия с *SI3000 IMS*»;
- «Добавление абонентов SIP и совершение вызовов»;
- «Изучение Ethernet-коммутатора *Iskratel ES*».

Новые разработанные лабораторные работы основываются на знаниях и навыках полученных студентами в предыдущих работах и являются их логическим продолжением.

Новая серия лабораторных работ включает в себя три работы:

- «Изучение пакетов дополнительных услуг (*Supplementary Service Set*)»;
- «Создание пакета дополнительных услуг и их активация»;
- «Изучение сигнального обмена при дополнительных видах обслуживания».

В первой работе студентам необходимо ознакомиться с уже существующими пакетами услуг (*service set*) и изучить входящие в них услуги. При выполнении работы студенты используют компьютеры локальной сети для подключения к системе менеджмента (*MNS*). Для абонентов систем *NGN* и *IMS* имеются свои различные пакеты услуг. При этом студенты должны ознакомиться с ними и изучить входящие в них услуги, а также занести пакеты услуг в таблицу. В предыдущих лабораторных работах студентами уже были созданы свои абоненты для каждой из подсистем, в текущей лабораторной работе необходимо выяснить, какие именно пакеты услуг выбраны для данных абонентов.

Во второй лабораторной работе студентам необходимо создать свой собственный пакет дополнительных услуг в соответствии со своим вариантом бригады. В перечень дополнительных услуг входит организация конференцсвязи для трех человек (*3PTY- Three-Party Service*), безусловная автоматическая переадресация вызова (*CFU - Call Forwarding Unconditional*) и переадресация при неответе абонента (*CFNR - Call Forwarding no Reply*). После того, как студентами будут созданы свои собственные пакеты услуг, им необходимо

выполнить проверку, т.е. активировать данную услугу на имеющихся на стенде телефонных аппаратах.

В третьей лабораторной работе студенты должны снять трассировку сигнального обмена при использовании дополнительной услуги, подключенной в предыдущей лабораторной работе. На персональных компьютерах установлена операционная система *Windows* и терминальная программа *MobaXTerm*. Студент со своего рабочего места должен подключиться к нужной плате и снять с нее необходимую трассировку. Выбор платы, с которой будет сниматься трассировка, зависит от типа подсистемы, в которой зарегистрирован пользователь (*IMS/NGN*). Далее необходимо открыть трассировку с помощью программы-анализатора трафика *Wireshark* и изучить сигнальный обмен и прокомментировать все этапы выполнения вызова и работы услуги.

Данный курс лабораторных работ позволит студентам изучить основы работы с *call-сервером (CS)* и получить практические навыки настройки пакетов услуг для различных абонентов. Студенты получают опыт использования различных дополнительных услуг, а также смогут подробно рассмотреть сигнальный обмен при использовании этих услуг с помощью программы-анализатора трафика.

Кроме постановки новых лабораторных работ были выполнены следующие исследования:

- произведен анализ интенсивности потока сигнальных сообщений;
- выполнен расчет средней длины сигнального сообщения;
- определено среднее время обслуживания сигнальной нагрузки на каждом узле при установлении соединения.

На основании полученных трассировок была составлена диаграмма установления соединения внутри одного компактного ядра *IMS*, состоящего из трех функциональных блоков (*P-CSCF, I-CSCF, S-CSCF*), в которое включены 2 абонента с *SIP*-терминалами, обозначенными как *UE1* и *UE2* [3, 6]. Данная диаграмма предоставлена на рисунке 2. При этом для наглядности слева и справа на диаграмме показаны одни и те же элементы сети *IMS* - *P-CSCF* и *S-CSCF*.

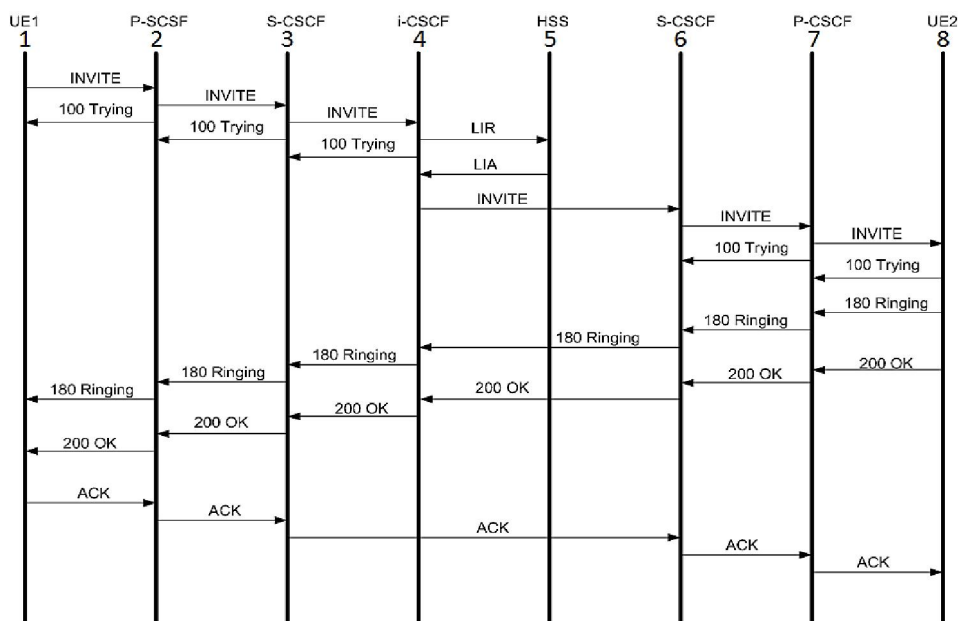


Рис.2. Диаграмма установления соединения

На основе диаграммы установления соединения была составлена модель установления соединения, показанная на рисунке 3. Каждый элемент, отображенный на модели, обозначен узлом (1-8), для отображения входа и выхода заявок были добавлены узлы 0 и 9 [4].

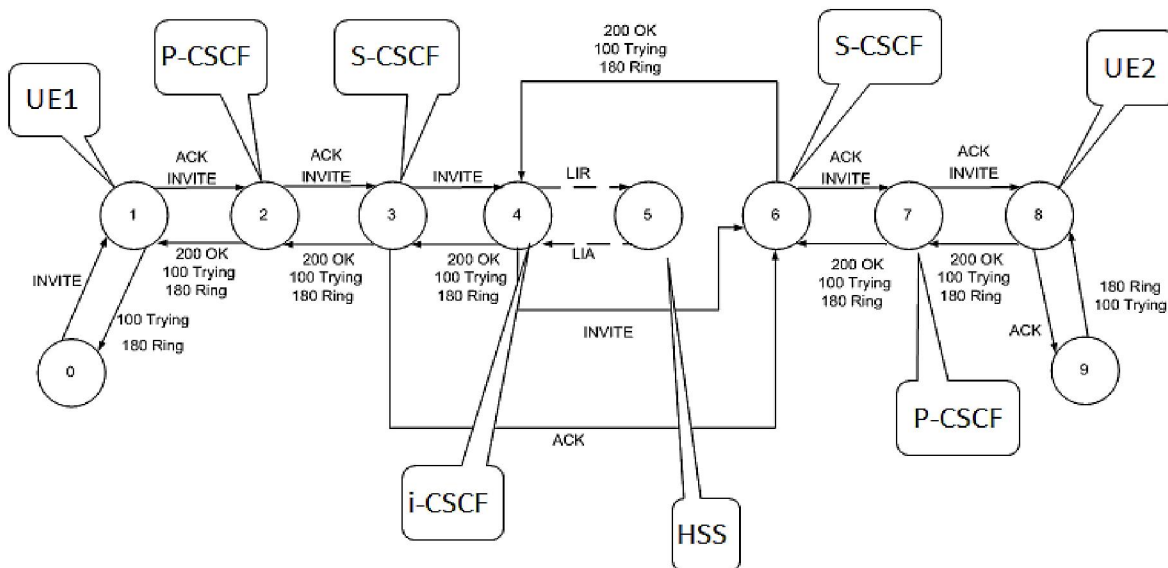


Рис.3. Модель установления соединения

Каждому типу сообщения был поставлен в соответствие свой класс заявки, показанный в таблице 1. На основе модели установления соединения и класса заявки, была составлена матрица вероятностей переходов, показанная в таблице 2.

Таблица 1.

Класс заявки	Сообщение
r_1	<i>INVITE</i>
r_2	<i>LIR</i>
r_3	<i>LIA</i>
r_4	<i>200 OK</i>
r_5	<i>ACK</i>
r_6	<i>100 Trying & 180 Ringing</i>

Таблица 2.

$\theta_{i,r,j,s}$	Значение индексов (i,r), (j,s)
1	(0,1),(1,1); (0,6),(8,6);
	(1,1),(2,1); (1,5),(2,5); (1,0),(9,0);
	(2,1),(3,1); (2,4),(1,5); (2,5),(3,5);(2,6),(1,0);
	(3,1),(4,2); (3,4),(2,4); (3,5),(6,5);(3,6),(2,6);
	(4,2),(5,3); (4,1),(6,1); (4,6),(3,6);
	(5,3),(4,1);
	(6,1),(7,1); (6,4),(4,4); (6,5),(7,5);(6,6),(4,6);
	(7,1),(8,4); (7,4),(6,4); (7,5),(8,0);(7,6),(6,6);
	(8,4),(7,4); (8,0),(9,0); (8,6),(7,6);
0	В остальных случаях

Учитывая то, что составленная схема является *BCMP* моделью [5] и поступающий поток заявок является пуассоновским, можно найти интенсивность потока сообщений по формуле (1):

$$\lambda_{i,r} = \sum_{(j,s) \in L} \lambda_{j,s} \cdot \theta_{j,s,i,r} \quad (1)$$

Решив систему уравнений, составленную на основе формулы (1), получим выражение:

$$\begin{cases} \lambda_i = q_i \cdot \lambda \\ q_i = \begin{cases} 4, & i = 1,4,8 \\ 5, & i = 2,3,6,7 \\ 1, & i = 5 \end{cases} \end{cases}$$

Используя значения интенсивности поступающих сообщений (λ), пропускной способности (C) и длины сообщений (l_r), найдем среднюю длину сигнала сообщения, поступающего на i -й узел (Γ_i) по формуле (2) и среднее время обслуживания в узлах (b_i) по формуле (3):

$$\Gamma_i = \frac{\sum_{(i,r) \in L} \lambda_{i,r} \cdot l_r}{\sum_{(i,r) \in L} \lambda_{i,r}} \quad (2)$$

$$b_i = \Gamma_i \div C \quad (3)$$

Для анализа характеристик сигнальной нагрузки были составлены следующие диаграммы (рис. 4). При анализе данных диаграмм видно, что наибольшая нагрузка приходится на узлы 2 и 3, которые соответствуют элементам *P-CSCF* и *S-CSCF* подсистемы *IMS*.

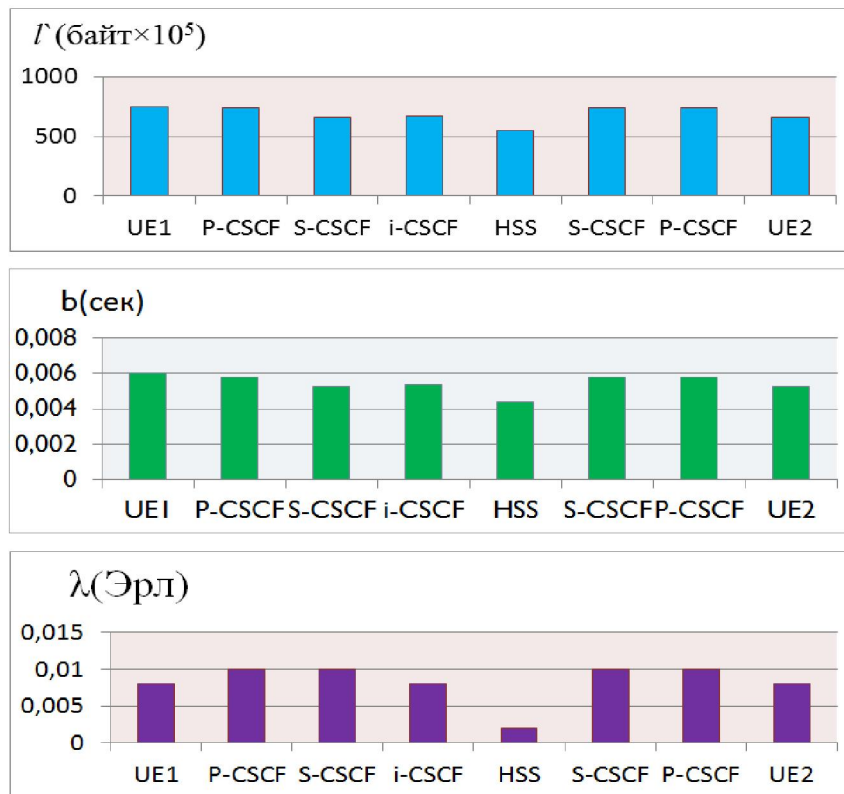


Рис.4. Диаграммы для различных характеристик сигнальной нагрузки

Литература

1. *Вилков А.Р., Зуйков К.Л., Касапов К.В., Маликова Е.Е.* Учебно - методическое пособие «Основы работы с платформой SI3000 IMS» по курсу «Технологии мультисервисных инфокоммуникационных сетей» по направлению подготовки магистров 11.04.02 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи, М.: ООО "ИД Медиа Паблишер", 2016 г.
2. *Вилков А.Р., Касапов К.В., Маликова Е.Е.* Постановка лабораторных работ на базе оборудования SI3000 компании ISKRATEL // Телекоммуникации и информационные технологии. 2016, Т. 1, №1, С. 84-88. (<http://www.srd-mtuci.ru/attachments/article/249/ТИТ-1-2016.pdf>)
3. *Самуйлов К.Е., Сопин Э.С., Чукарин А.В.* Оценка характеристик сигнального трафика в сети связи на базе полсистемы IMS // Т-Сomm: Телекоммуникации и транспорт. №7. 2010. С. 8-13.
4. *Али Раад А.М., Гайдамака Ю.В., Пиеничников А.П.* Модель установления соединений с использованием платформы IMS при предоставлении услуг IPTV // Электросвязь. – 2013. №10. – С. 46-51.
5. *Степанов С.Н.* Теория телетрафика: концепции, модели, приложения. - М.: Горячая линия – Телеком, 2015 – 868 с., ЭВС МТУСИ.
6. *Антонова В.М., Маликова Е.Е.* Исследование взаимного влияния полезного и служебного трафика в сетях LTE // Т-Сomm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 9. С. 17-21.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ M2M В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СИСТЕМАХ

Лабутин Александр Геннадьевич
магистрант группы М61602 МТУСИ
aglabutin@gmail.com

Пшеничников Анатолий Павлович
к.т.н., проф. МТУСИ
pshenichnikov@mtuci.ru

Ключевые слова: *Межмашинные взаимодействия, M2M-технологии, интеллектуальная транспортная система, трафик, спутниковая навигационная система.*

В работе проанализировано применение M2M-технологий в различных сферах человеческого общества. Так же рассмотрены отличительные особенности российской спутниковой навигационной системы ГЛОНАСС и GPS. Описан принцип работы российской системы экстренного реагирования при авариях «ЭРА-ГЛОНАСС». Приведены различные способы реализации M2M-технологий.

Анализ применения M2M в различных сферах современного общества. Технологии M2M – сокращение от «machine-to-machine», что в переводе на русский язык «машина-машина» - технологии, позволяющие обмениваться информацией между машинами в одностороннем и в двухстороннем порядке. Технологии M2M позволяют собрать и обработать информацию с удаленных объектов и систем (различные проводные и беспроводные датчики) в единый агрегированный поток.

Межмашинное взаимодействие отождествляется с процессами, такими как телеметрия или наблюдения за состоянием производственных объектов. Разработки в данной области активно используются в машиностроении, транспорте, энергетике, добыче полезных ископаемых, торговле, логистике и др. [1].

Использование M2M позволяет получить достаточное количество надежной информации для принятия решений.

По данным сайта http://www.company.mts.ru/comp/press-centre/press_release/2016-02-20-5064560/print/ (дата обращения 05.05.2017) к 2019 году будет подключено порядка 8 миллиардов различных устройств и датчиков. Примерно 3,2 миллиарда, т.е. около 40 % мобильного Интернет-трафика, будет задействовано в межмашинных соединениях, охватывая также носимые устройства.

График мирового трафика подключенных устройств показан на рис.1 (2017-2019г. – прогнозируемый трафик).

В конце 2016 года, мобильный мировой Интернет-трафик превысил трафик от настольных компьютеров.

Рассмотрим статистику ПАО «МТС», т.к. данная компания является лидером в нашей стране по внедрению M2M-технологий. В настоящее время при реализации M2M-технологий более 40% sim-карт ПАО «МТС» установлено на транспортных средствах, около 20% работает в области систем безопасности.

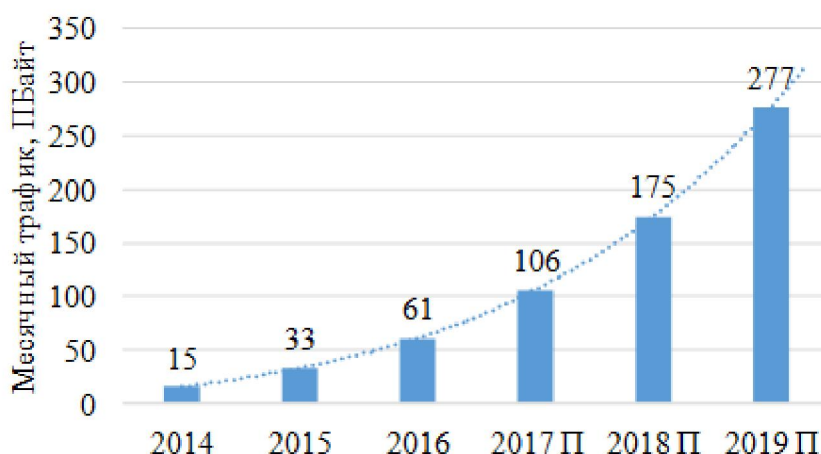


Рис. 1 Мировой трафик подключенных устройств

Области применения M2M sim-карт ПАО «МТС» показаны на рис.2.

На сегодняшний день M2M-технологии активно разрабатываются и внедряются в интеллектуальные транспортные системы.

Интеллектуальная транспортная система (Intelligent transportation system) – это система, использующая передовые разработки в области связи, регулировании транспортных потоков и моделировании транспортных систем. Данная система позволяет конечных пользователям получить большую безопасность и информативность, по сравнению с традиционными транспортными системами. Разработка интеллектуальной транспортной системы позволяет повысить уровень взаимодействия между участниками дорожного движения [2].

Необходимость создания ИТС прописана в «Транспортной стратегии Российской Федерации на период до 2030 г.», утвержденной Распоряжением Правительства РФ №1734-Р. Данная стратегия является базовым документом для развития всего транспортного комплекса РФ.

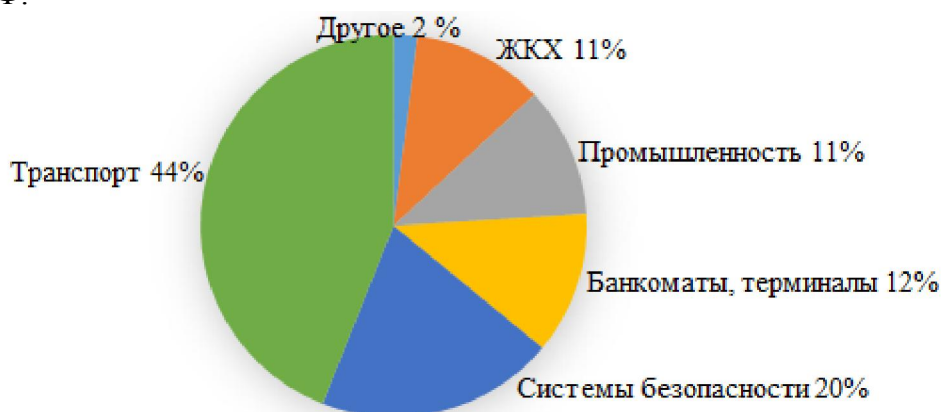


Рис. 2 Области применения M2M sim-карт МТС, %

Внедрения M2M-технологий в ИТС объясняется несколькими причинами: хищение топлива, неэффективное и нецелевое использование техники, несоблюдение эксплуатационных норм и правил транспортных средств и машин, необходимость в контроле машин, осуществляющих грузоперевозки жидкостей, сыпучих материалов, потребность в безопасности на дорогах, в том числе экстренное реагирование при авариях и др.

Для решения поставленных задач была разработана система ГЛОНАСС/GPS.

Приведенные выше статистические данные позволяют сделать предположение о дальнейшем стремительном росте использования M2M-технологий в различных сферах человеческой деятельности, в том числе и в интеллектуальных транспортных сетях.

К факторам, оказывающим влияние на развитие M2M-рынка, относятся: государственные программы, экономическая целесообразность, появление массового продукта.

Система ГЛОНАСС/GPS. Американская спутниковая система GPS – система глобального позиционирования. ГЛОНАСС/GPS обеспечивает возможность навигационному приемнику потребителя определить текущие координаты, направление движения и скорость передвижения транспортного средства.

Отличительной особенностью российской спутниковой навигационной системы ГЛОНАСС от GPS является различное движение спутников по орбите. Спутники ГЛОНАСС имеют асинхронность с вращением Земли, что гарантирует им большую стабильность.

Система ГЛОНАСС/GPS обеспечивает непрерывный удаленный контроль за транспортными средствами (ТС), агрегатами и специальными машинами.

Система состоит из высокотехнологичных инструментов управления автопарком, в частности ГЛОНАСС/GPS-спутников, что обеспечивает оперативный мониторинг транспорта.

Общая схема ГЛОНАСС/GPS, приведена на рис.3.

Принцип работы ГЛОНАСС/GPS. Установленный на ТС терминал принимает от навигационных спутников сигналы с информацией о местоположении, скорости и направлении движения ТС. Терминал так же осуществляет сбор данных с подключенных к нему бортовых датчиков и архивирует полученные показания во внутреннюю память.

Затем, с определенной периодичностью (обычно одна минута), либо при наступлении конкретного события, формируются отчеты, которые посредством SMS-сообщений передаются на базовую станцию. Далее сформированные отчеты передаются с базовой станции на один или несколько серверов услуг. Данные аналитические отчеты можно просматривать на сервере услуг имея доступ к сети Интернет.

Отчеты являются альтернативой путевым листам, содержащим в себе детальную информацию о графике работы, времени и месте стоянок, заправках и сливах топлива, маршруте движения и др.

Способности ГЛОНАСС/GPS:

- автоматизация диспетчерского контроля и управления транспортным парком за счет автоматизации предприятия;
- сокращение затрат на эксплуатацию транспортных средств и систем за счет удаленного контроля основных показателей ТС;
- снижение вероятности кражи транспортного средства за счет удаленного контроля месторасположения и передвижения ТС в настоящем масштабе времени;
- повышение качества работы водителей за счет постоянного автоматизированного контроля за передвижением ТС, а также за счет назначения рейсовых заданий и планирования маршрутов движения;
- повышение качества отчетности автопарка за счет автоматизированного сбора, хранения и документирования работы предприятия.

Использование такой системы управления и мониторинга транспортном как ГЛОНАСС/GPS, позволяет выйти на принципиально новый уровень в сфере управления ТС на различных предприятиях.



Рис. 3 Общая схема ГЛОНАСС/GPS

С целью обеспечения безопасного передвижения на дорогах была разработана «ЭРА-ГЛОНАСС» - система экстренного реагирования при авариях [3].

Российская система экстренного реагирования при авариях «ЭРА-ГЛОНАСС». Для функционирования данной системы автомобиль снабжается следующим оборудованием: навигационный модуль ГЛОНАСС/GPS, модем, антенна, динамик, микрофон, управляющий контроллер, резервный блок питания и аналог SIM-карты.

После автоматического сбора данных с датчиков автомобиля, сформированный пакет ЭРА-ГЛОНАСС пересылается по радиоканалу на базовую станцию, затем по сети Интернет в call-центр. Данный пакет имеет относительно небольшой объем, немного больше, чем 100 байт, поэтому доставка данного пакета до call-центра не займет много времени. Если в данной местности отсутствует сеть Интернет, либо он не работает по другим причинам, информация автоматически отправится посредством SMS.

Стоит отметить, что в случае перегрузки сети, пакет ЭРА-ГЛОНАСС снабдится высочайшим приоритетом. После поступления информации о произошедшем в call-центр, оператор попытается установить двухстороннюю связь с водителем или пассажирами, в случае невозможности установить контакт, оператор передает информацию в ближайший пункт МЧС.

Внедрение данной системы позволяет сократить время ожидания спецслужб на 30%, что позволяет спасти около 4000 человек в год.

В соответствии с Техническим регламентом Таможенного союза «О безопасности колесных транспортных средств» от 1 января 2017 года автопроизводители обязаны оборудовать все вновь выходящие на российский рынок автомобили системой «ЭРА-ГЛОНАСС».

Способы реализации M2M-технологий. Передача данных в M2M осуществляется с использованием следующих технологий: GPRS, SMS, Bluetooth, Internet, Ethernet.

Технология GPRS позволяет осуществлять пакетную передачу данных. Данная технология обеспечивает взаимодействие пользователей сети, а также с внешними сетями, в том числе сеть Интернет.

Технология SMS позволяет посылать и принимать текстовые сообщения при помощи сотового телефона или модема [5].

Технология беспроводных персональных сетей - Bluetooth обеспечивает обмен информацией между персональными компьютерами, мобильными телефонами, гарнитурами

и др. Bluetooth может сообщить устройства в радиусе до 100 м (дальность зависит от преград и помех).

Технология Internet позволяет пользователям обмениваться данными на основе стека протоколов TCP/IP.

Стандарты Ethernet определяют электрические сигналы и проводные соединения на физическом уровне, формат кадров, и протоколы управления доступом на канальном уровне модели взаимодействия открытых систем (OSI).

Выводы

Активный темп подключения к сети Интернет различных датчиков дал старт развитию M2M-технологий. Ожидается дальнейшее развитие M2M-технологий в нашей стране в ближайшие годы.

Системы спутникового мониторинга транспорта позволяют практически сразу повысить производительность работы компании-заказчика за счет удаленного контроля показаний с различных датчиков.

Полезность системы «ЭРА-ГЛОНАСС» очевидна, данная система позволяет сократить время прибытия на место происшествия медицинских служб и спасти большое количество жизней.

Существует достаточно способов реализации M2M-технологий, каждый из них имеет свои неоспоримые преимущества.

Литература

1. *Росляков, А.В., С.В. Ваняшин, Гребешков А.Ю.*, Интернет вещей: учебное пособие. - Самара: ПГУТИ, 2015. – 200 с.
2. *Евстигнеев И.А.* Интеллектуальные транспортные системы на автомобильных дорогах федерального значения России. — М.: Изд-во «Перо», 2015. — 164 с.
3. ГОСТ Р 54620 - 2011 Глобальная навигационная спутниковая система. Система экстренного реагирования при авариях. Автомобильная система вызова экстренных оперативных служб. Общие технические требования. – Москва: Стандартинформ, 2012. – 145 с.
4. *Фадеев А.Н., Орлов В.Г.* Базовый стандарт для беспроводных сенсорных сетей // Телекоммуникации и информационные технологии. 2015, Т. 2, №2, С. 65-68. (<http://www.srd-mtuci.ru/attachments/article/249/ТИТ-2-2016.pdf>)
5. *Галаева А.С., Пшеничников А.П.* Оценка транспортного ресурса для передачи сигнальных сообщений в сетях с коммутацией пакетов // Телекоммуникации и информационные технологии. 2016, Т. 1, №1, С. 47-48. (<http://www.srd-mtuci.ru/attachments/article/249/ТИТ-1-2014.pdf>)

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ШИФРОВАНИЯ НА БАЗЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА MCS-51 ДЛЯ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Мирошниченко Антон Валерьевич
студент группы БЗС1401, МТУСИ

Mirosh.A.V@yandex.ru

Зуйкова Татьяна Николаевна
МТУСИ, старший преподаватель
29ztn@mail.ru

Ключевые слова: *GSM, алгоритм шифрования A5/1, алгоритм шифрования A5/2, ADSP-2181, MCS-51*

В работе рассмотрены криптографические алгоритмы защиты информации, применяемые в стандарте цифровой мобильной сотовой связи GSM. Разбирается реализация алгоритмов шифрования A5/1, A5/2 на микроконтроллере MCS-51 и на сигнальном процессоре ADSP-2181. Проанализированы основные трудности аппаратной реализации алгоритмов A5/1, A5/2.

1. Алгоритмы, применяемые в GSM

При передаче информации в открытых каналах связи используются криптографические методы защиты информации. В данной работе рассмотрен основной алгоритм шифрования, применяемый в сетях GSM, и трудности его реализации на микроконтроллере MCS-51.

Алгоритм A5 был создан французскими военными в середине 1970-х годов исключительно для военного использования. Однако, в конце 1980-х годов потребовался алгоритм шифрования для защиты данных в новых системах связи стандарта GSM. В качестве основного алгоритма при передаче данных был выбран алгоритм A5.

В стандарте GSM используется набор алгоритмов, получивших общее название – A.

Стандарт A состоит из 3 групп алгоритмов: A3 – применяется при идентификации телефона базовой станцией, A5 – передача данных (разговора) между телефоном и базовой станцией, A8 – передача ключей для алгоритма A5.

Алгоритмы A3 и A8 являются алгоритмами криптосистем с открытыми ключами и рассматриваться в данной работе не будут. Проблематика передачи ключа по незащищенному каналу связи, и ее аппаратная реализация рассмотрены в [2].

Набор алгоритмов A5 состоит из 4 алгоритмов: A5/0, A5/1, A5/2, A5/3.

A5/0 – идентичен алгоритму A5/1, но ключ принудительно равен 0. Поэтому алгоритм во время своей работы эмулирует шифрование, но из-за принудительно нулевого ключа шифрование не происходит.

A5/1 – базовый алгоритм шифрования. Применяется в странах ЕС, США и их союзников.

A5/2 – экспортный вариант A5/1, обладает специально заниженной криптостойкостью. Применяется в странах, не являющихся союзниками ЕС, в том числе в России.

A5/3 – алгоритм создавался как замена A5/1. Однако, в сетях GSM распространения не получил и стал стандартом для 3G сетей. Основан на алгоритме KASUMI.

Криптоанализ алгоритмов шифрования стандарта A5 подробнее рассмотрен в [4,5].

2. Алгоритмы A5/1 и A5/2

Прежде чем будут затронуты генераторы гаммы в алгоритмах A5/1 и A5/2, требуется разобраться, что такое шифры с гаммированием.

Своим появлением шифры с гаммой обязаны американскому инженеру Гилберту Вернаму, который в 1917 году создал и запатентовал устройство для шифрования данных в телеграфной связи. Идея крайне простая: сообщение представляется в виде двоичного кода,

складывается по модулю 2 со случайной последовательностью (равной по длине сообщению), передается по телеграфу; на приеме полученное сообщение складывается по модулю 2 с той же последовательностью и получается исходный текст.

Таблица 1

Исходный текст	00110011
Гамма (ключ), на передаче	01010101
Шифротекст (сумма исходного текста и гаммы)	01100110
Гамма (ключ), на приеме	01010101
Полученный текст (сумма шифротекста и гаммы)	00110011

Огромный скачок шифр Вернама совершил в 1945 году, когда Клод Шеннон в своей работе «Математическая теория криптографии» (позже рассекречена и известна как «Теория связи в секретных системах») доказал, что данный шифр является единственным абсолютно криптостойким [1].

У шифра Вернама был один существенный минус, не позволивший применять его повсеместно. Он требовал создания и передачи ключа (гаммы), равного по длине исходному сообщению. Поэтому все дальнейшие работы по изучению шифров с гаммой сводились к созданию эффективных генераторов гаммы.

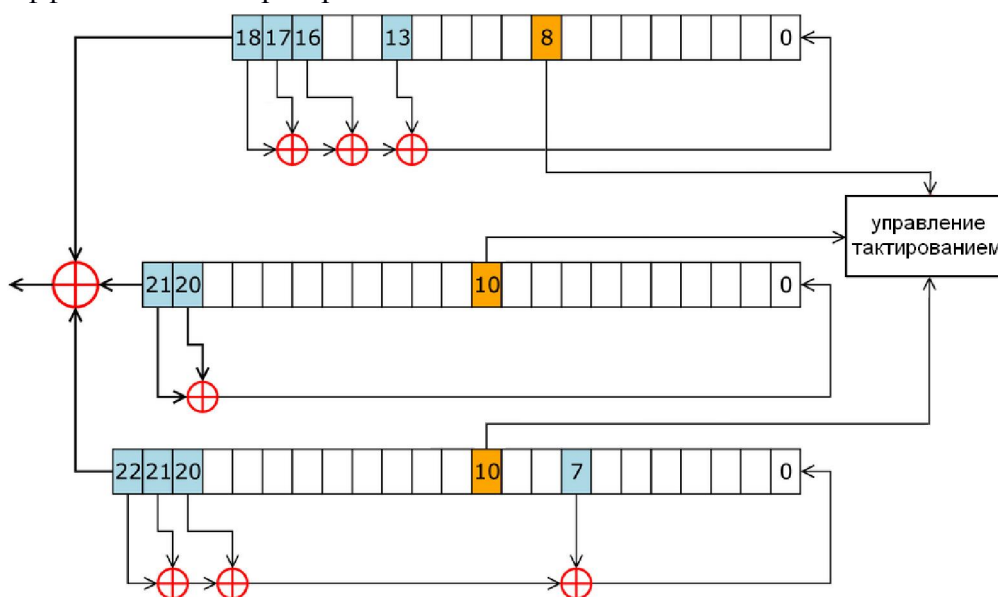


Рис. 1 Алгоритм A5/1

Алгоритм A5/1 представлен на рисунке 1 [2]. Устройство состоит из 3 регистров, длиной 19, 22 и 23 ячейки. Важно обратить внимание на то, что общее число ячеек во всех трех регистрах равно 64, то есть при программной реализации три регистра можно удобно распределить в 8 регистров по 8 бит в каждом или в 4 по 16 бит.

Ключом при шифровании является начальное состояние регистров (64 бита).

Каждый такт шифрования (под тактом понимаются все операции для шифрования одного бита) вычисляется гамма как сумма по модулю два (далее сумма) последних ячеек всех трех регистров (18, 21 и 22 соответственно). В дальнейшем гамма суммируется с исходным текстом и получается шифротекст.

После того, как гамма вычислена, происходит сдвиг регистров. для этого вычисляется мажоритарная функция [2]

$$F = x \& y | x \& z | y \& z$$

где x – 8 бит первого регистра, y – 10 бит второго регистра, z – 10 бит третьего регистра. Сдвигаются все регистры, у которых бит, участвующий в вычислении мажоритарной функции, совпадает с результатом этой функции. Нетрудно убедиться, что каждый такт сдвигаются 2 или 3 регистра.

Сдвиг регистра происходит влево, то есть в бите с номером i устанавливается значение бита с номером $i-1$. В нулевой бит записывается значение, равное сумме 13, 16, 17 и 18 ячейки для первого регистра, 20 и 21 для второго, 7, 20, 21 и 22 для третьего [2].

Данные ячейки выбраны не случайно, они соответствуют M-последовательностям [3] и позволяют получить максимально возможную псевдослучайную последовательность в каждом из регистров. По сути, каждый регистр – это простой генератор псевдослучайной последовательности, а гамма – это сумма трех псевдослучайных последовательностей.

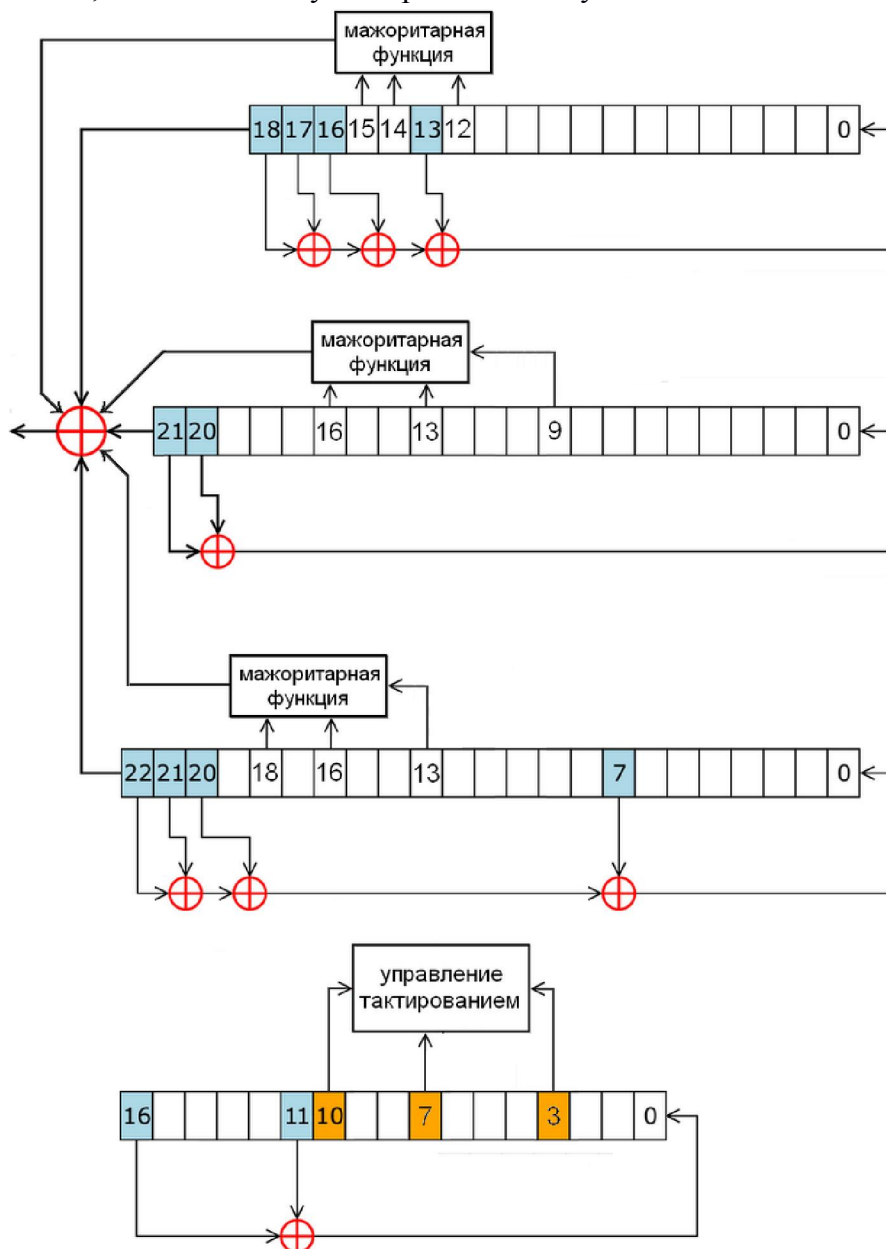


Рис. 2 - Алгоритм A5/2

На рисунке 2 представлен алгоритм A5/2. В целом он схож с алгоритмом A5/1, но в нем были сделаны существенные изменения.

Был добавлен четвертый регистр. Биты отвечающие за сдвиг регистров перенесены в четвертый регистр. В остальном алгоритм сдвига регистров не изменился. 3 бит четвертого регистра отвечает за первый регистр, 7 и 10 бит – соответственно за второй и третий.

Гамма вычисляется как сумма уже не трех ячеек, а как сумма трех ячеек и трех мажоритарных функций.

Может показаться, что данное усложнение алгоритма приводит к увеличению его криптостойкости, однако это не так. При передаче сигнала в GSM первый бит всегда 0,

поэтому перехватив зашифрованное сообщение всегда с точностью можно сказать, какая была гамма на первом такте.

Так в *A5/1*, зная, что гамма, например, 1, можно предугадать значения только 18, 21 и 22 бита (возможные комбинации: 100, 010, 001, 111). Остальные биты регистров могут принимать любое значение. А в алгоритме *A5/2*, зная, что гамма равна 1, можно судить уже о 12 битах регистров.

3. Реализация на микроконтроллерах

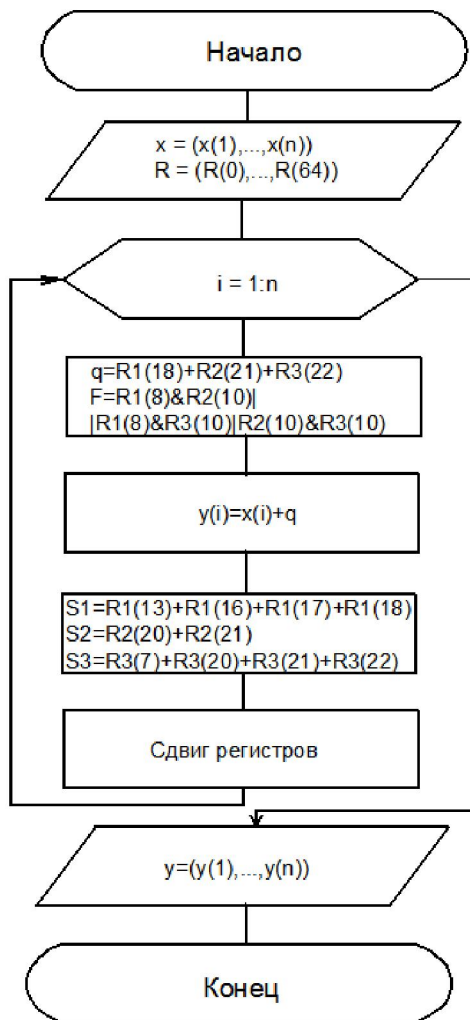


Рис. 3 - Блок-схема алгоритма A5/1

На рисунке 3 приведена блок-схема алгоритма A5/1, где

x – исходное сообщение;

y – зашифрованное сообщение;

$R_i(j)$ – j ячейка i регистра;

q – гамма;

F – мажоритарная функция;

S_1, S_2, S_3 – значения 0 бита при сдвиге;

$+$ – операция сложения по модулю 2

При проектировании устройства важно учесть, что шифр является потоковым, то есть шифрует по биту. В потоке $E1$ на один бит отводится 0.488 мкс. Значит устройство, осуществляющее шифрование, должно успевать обработать один бит за время, не превышающее 0.448 мкс.

Если учесть, что обработка бита занимает 300 машинных циклов, то при обработке MCS-51 время обработки одного бита занимает 300 мкс, при использовании сигнального

процессора *ADSP-2181* те же 300 машинных циклов занимают уже 10 мкс. Таким образом, использование *MCS-51* невозможно для шифрования данным алгоритмом информации в потоке E1, и требуется реализация на более быстрых сигнальных процессорах, например, на *ADSP-2181*.

Литература

1. *Шеннон К.* Работы по теории информации и кибернетики. – М.:Изд-во иностранной литературы, 1963. – с.333-369.
2. *Орлов В.Г., Мазуркевич Д.О.,* Алгоритмы шифрования в публичных беспроводных сетях // Т-Сomm: Телекоммуникации и транспорт. №7. 2010. С. 8-13.
3. *Alex Viryukov, Adi Shamir, David Wagner* «Real Time Cryptanalysis of A5/1 on a PC», <http://cryptome.org/a51-bsw.htm>, April 2000.
4. *Шнайер Б.* Прикладная криптография. – М.: Триумф, 2002. – 816 с.
5. *Дуплищева Я.В., Шаврин С.С.* Разработка системы формирования группового сеансового ключа для группы объектов VDL-4 // Телекоммуникации и информационные технологии. 2016, Т. 1, №1, С. 77-80. (<http://www.srd-mtuci.ru/attachments/article/249/ТИТ-1-2016.pdf>)

ПРИМЕНЕНИЕ ОРТОГОНАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ВЕЙЛЯ-ГЕЙЗЕНБЕРГА ДЛЯ СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Асирян Валерий Мишевич
студент группы БЗС1401 МТУСИ
dmc5mod@yandex.ru
Волчков Валерий Павлович
д.т.н., профессор МТУСИ
volchkovvalery@mail.ru

Ключевые слова: сжатие изображений, ортогональный базис, базис Вейля-Гейзенберга, хорошая локализация, оптимальная функция, преобразование Фурье.

В работе рассматриваются вопросы сжатия дискретных двумерных сигналов (изображений) с использованием ортогональных преобразований, в том числе ортогонального преобразования Вейля-Гейзенберга, обладающего свойством наилучшей локализации одновременно в частотной и временной областях. Приводится сравнение ортогонального преобразования Вейля-Гейзенберга с другими дискретными методами сжатия сигналов. В работе представлены результаты моделирования оптимального базиса Вейля-Гейзенберга, а также результаты применения данного метода сжатия непосредственно к изображениям.

Введение

В настоящее время важнейшую роль в области цифровой обработки сигналов играют дискретные ортогональные преобразования, которые активно используются для анализа и обработки сигналов. Между тем, аппарат дискретных ортогональных преобразований находит свое место и в области сжатия данных для последующего экономичного хранения или передачи информации.

Одним из известных ортогональных преобразований является дискретное преобразование Фурье, получившее широкое распространение в цифровой обработке сигналов. Однако, на практике большинство сигналов (особенно изображения) являются нестационарными, и возникает необходимость получать информацию о спектре, локализованную в отдельных его фрагментах. Синтез универсального базиса, который позволяет функционально разделять сигнал на определенные фрагменты, а затем внутри них анализировать спектральные особенности сигнала, представляет сложную задачу. Однако, именно с помощью таких базисов можно учесть нестационарные особенности сигнала и получить большую эффективность сжатия. Наиболее важным примером таких базисов являются базисы Вейля-Гейзенберга, получаемые сдвигами по времени и частоте одной функции или целого семейства функций.

1. Синтез оптимального базиса Вейля-Гейзенберга

Первым этапом формирования базиса Вейля-Гейзенберга является выбор формирующей функции. Хорошо известно, что идеально локализованной в частотно-временной области является функция Гаусса. Однако, базис Вейля-Гейзенберга, построенный на ее основе (базис Габора), не является ортогональным. Тем не менее, использование стандартной процедуры ортогонализации, например, процесса Грама-Шмидта, приведет к значительному ухудшению частотно-временной локализации, и, как следствие, такой ортогональный базис Вейля-Гейзенберга не будет оптимальным.

В работах [1, 2] предлагается алгоритм построения оптимального базиса Вейля-Гейзенберга с использованием спектрального разложения. Ниже представлен полный алгоритм синтеза базисов Габора и оптимального базиса Вейля-Гейзенберга.

1.1. Формирование базиса Габора

1) В качестве формирующей функции выбирается дискретизированный усеченный гауссиан вида:

$$g_0(t) = (2\sigma)^{1/4} \exp(-\pi\sigma t^2) \quad (1)$$

На данном этапе важно выбрать такой интервал дискретизации, при котором гауссиан будет обусловлен наилучшим образом. В противном случае, процедура ортогонализации базиса пройдет некорректно.

2) Формируется матрица базиса Габора $G=[G_R, G_I]$, элементы которой определяются выражениями:

$$\begin{aligned} G_R(n, lM + k) &= g_0[(n - lM)_{\text{mod } N}] \exp(2\pi j \frac{k}{M} (n - a/2)) \\ G_I(n, lM + k) &= jg_0[(n + M/2 - lM)_{\text{mod } N}] \exp(2\pi j \frac{k}{M} (n - a/2)) \end{aligned} \quad (2)$$

$$n = 0, \dots, N-1, k = 0, \dots, M-1, l = 0, \dots, L-1, N = LM$$

где M – количество сдвигов по времени, L – количество сдвигов по частоте, a – некий параметр. Причем матрица G является прямоугольной, размерности $(N, 2N)$.

1.2. Формирование оптимального базиса Вейля-Гейзенберга

3) Формируется расширенная вещественная матрица Габора $G_B = [\text{Re } G; \text{Im } G]$.

4) Ищется спектральное разложение квадратной матрицы $G_B G_B^* = S \Lambda S^*$, где « $*$ » – эрмитово-сопряжение.

5) Вычисляются матрицы $\Sigma = \Lambda^{1/2}$, $W = G_B S \Sigma^{-1}$

6) Вычисляется оптимальная вещественная ортогональная матрица $V_{opt} = S W^*$

7) Из блочного разбиения квадратной матрицы $V_{opt} = [V_{1opt}; V_{2opt}]$ находятся матрицы V_{1opt} и V_{2opt} размерности $(N, 2N)$.

8) Строится матрица оптимального базиса Вейля-Гейзенберга $U_{opt} = V_{1opt} + jV_{2opt}$ размерности $(N, 2N)$.

1.3. Результаты моделирования базисов

Ниже представлены результаты моделирования базисов Габора и Вейля-Гейзенберга при следующих параметрах: $M = 8$, $L = 8$, $a = 3$, $\sigma = 0.1$. На рисунке 1 изображены базисные функции во временной области, соответствующие нулевым сдвигам по частоте и по времени. На рисунке 2 представлены те же базисные функции в частотной области, для удобства сдвинутые в середину графика. Из графиков видно, что процедура ортогонализации с использованием спектрального разложения привела к незначительному ухудшению временной и частотной локализации.

На рисунке 3 показано, что матрица оптимального базиса Вейля-Гейзенберга действительно состоит из базисной функции, сдвинутой по времени и частоте.

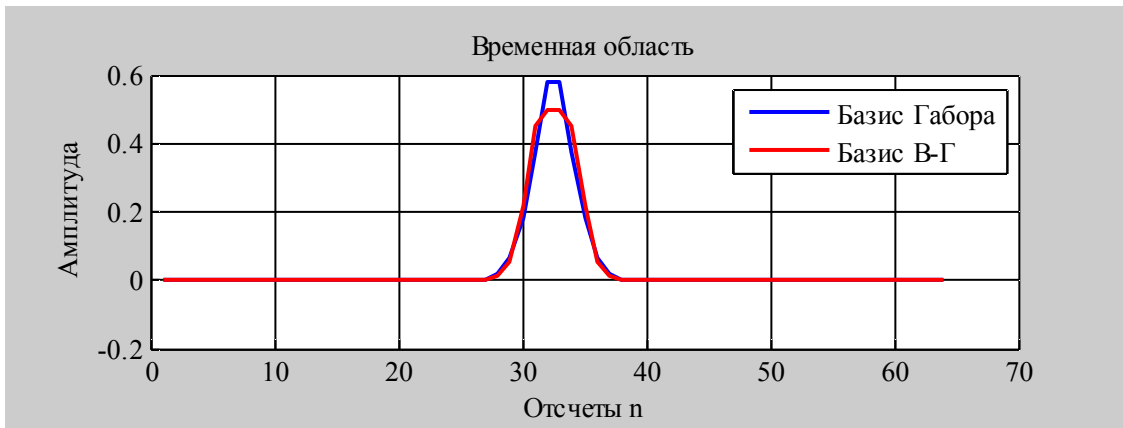


Рис 1. Базисы Габора и Вейля-Гейзенберга во временной области

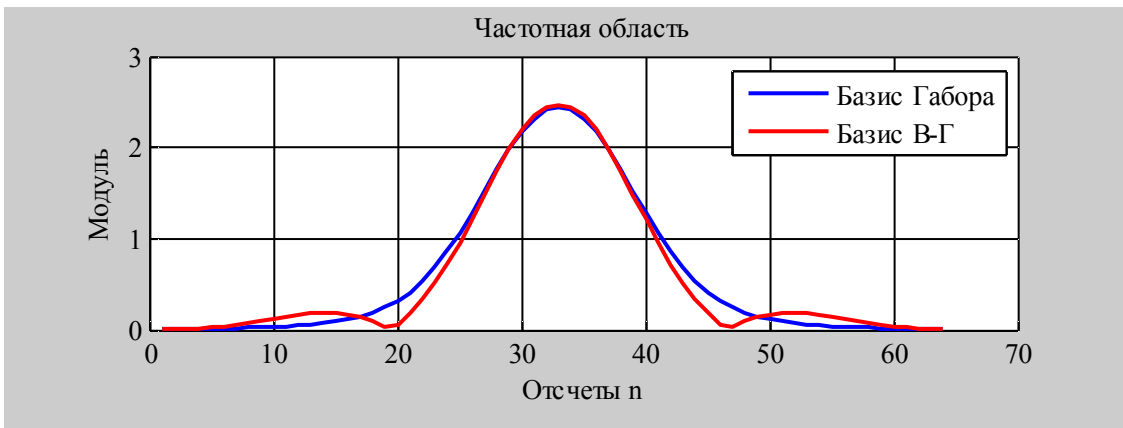


Рис 2. Базисы Габора и Вейля-Гейзенберга в частотной области

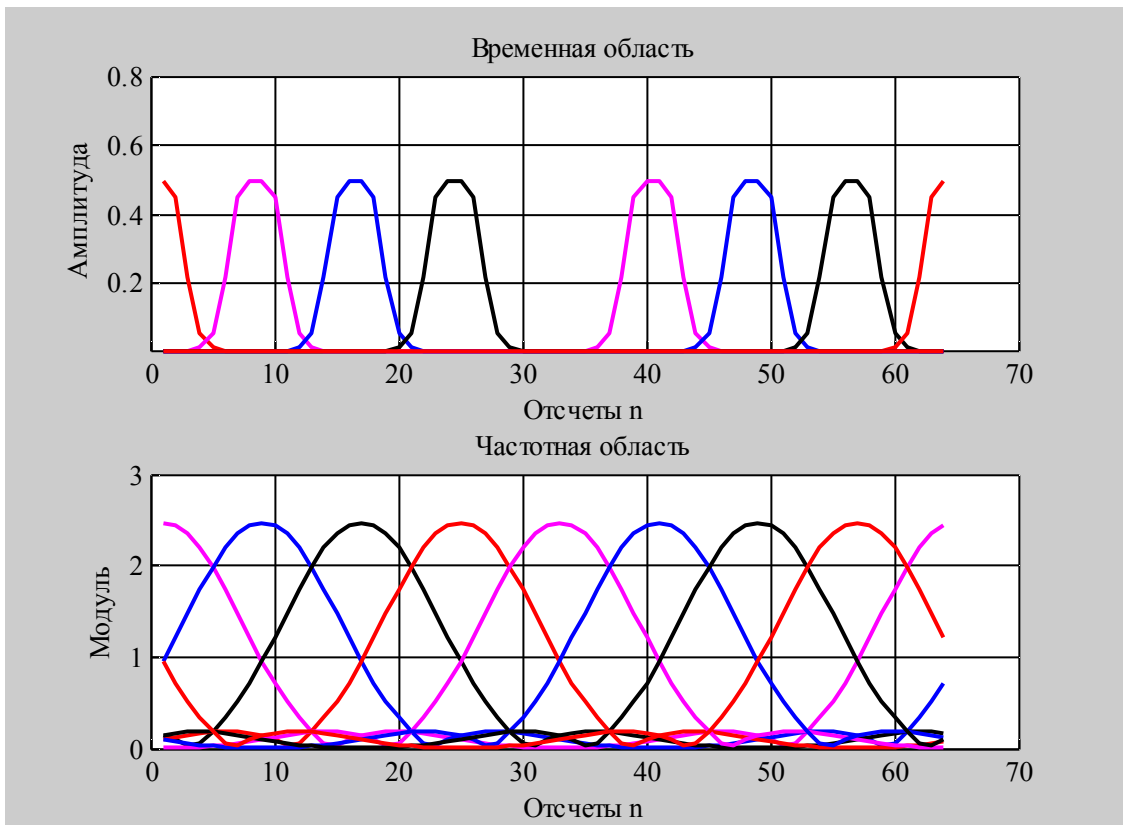


Рис 3. Базисные сдвиги во временной и частотной областях

2. Ортогональное преобразование Вейля-Гейзенберга

Основная идея дискретных ортогональных преобразований заключается в изменении сигнала с целью придания ему другой формы, в которой он имеет, возможно, непривычный вид, но обладает полезными свойствами.

Важнейшим свойством ортогональных преобразований является их обратимость. Это значит, что преобразованный сигнал, изменивший свою форму и вид, можно легко вернуть в первоначальное состояние.

Прямоугольная ортогональная матрица оптимального базиса Вейля-Гейзенберга U_{onm} является «особенной», так как она ортогональна только в смысле вещественного скалярного произведения. Условие ортогональности в данном случае можно представить в матричном виде:

$$\text{Re}(U_{onm}^* U_{onm}) = I_{2N} \quad (3)$$

где I_{2N} – прямоугольная единичная матрица. Поэтому прямое и обратное одномерные ортогональные преобразования Вейля-Гейзенберга будут осуществляться следующим образом:

$$b = \text{Re}(U_{onm}^* a) \quad (4)$$

$$a' = U_{onm} b \quad (5)$$

Заметим, что для матрицы оптимального базиса Вейля-Гейзенберга не выполняется свойство унитарности, поскольку:

$$U_{onm} U_{onm}^* = 2I_{2N} \quad (6)$$

И, поэтому, прямое и обратное двумерные дискретные ортогональные преобразования Вейля-Гейзенберга будут определяться по формулам:

$$B = \text{Re}(U_{onm}^* A U_{onm}) \quad (7)$$

$$A' = U_{onm} B U_{onm}^* / 2 \quad (8)$$

Важно также отметить, что при прямом преобразовании происходит увеличение размера сигнального вектора или матрицы в 2 раза. Это еще одна особенность данного ортогонального базиса.

На рисунке 4 представлены исходное монохромное квадратное изображение «lena256.jpg» размеров 256×256 пикселей и его прямое и обратное ортогональные преобразования оптимальным базисом Вейля-Гейзенберга (*DWHT*) при значениях параметров: $M = 8, L = 32, a = 3, \sigma = 0.025$.

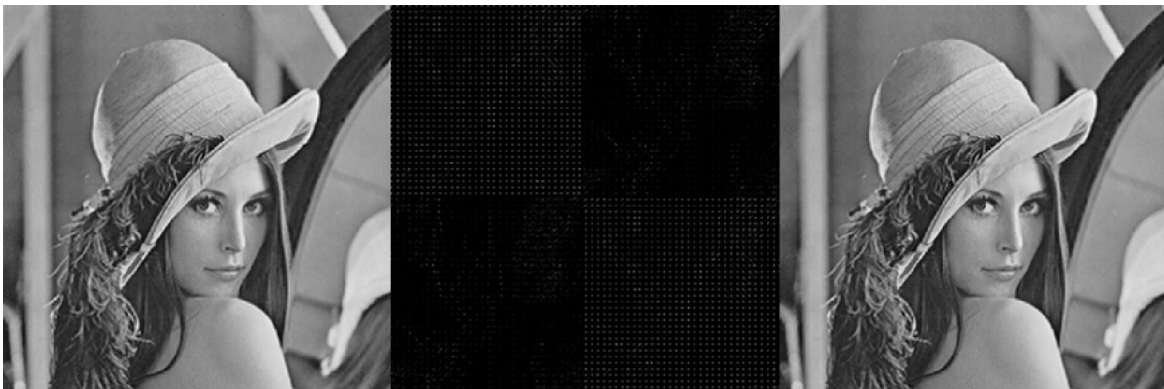


Рис 4. Исходное изображение и его прямое и обратное *DWHT*-преобразования

Несложно заметить, что исходное изображение и восстановленное практически не отличаются. В этом можно также убедиться, вычислив норму Фробениуса разности матриц исходного и восстановленного изображений:

$$A_{\Delta} = A - A' \quad (9)$$

$$E = \| A_{\Delta} \|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n h_{ij}^2} \quad (10)$$

В дальнейшем формула (10) будет служить критерием качественных потерь, то есть главным показателем отличия восстановленного изображения от исходного.

В таблице 1 приведены результаты восстановления исходного изображения «lena256.jpg» с использованием преобразования Вейля-Гейзенберга (*DWHT*), преобразования Фурье (*DFT*) и косинусного преобразования (*DCT*). Очень малые ошибки восстановления в данном случае обусловлены только вычислительной погрешностью.

Таблица 1.

Базис	<i>DWHT</i>	<i>DFT</i>	<i>DCT</i>
Потери качества: E	2.0479e-10	2.3763e-11	4.9210e-10

3. Сжатие данных по пороговому значению

Сжатие данных по пороговому значению представляет собой процедуру обнуления всех тех значений преобразованного изображения, модуль которых меньше определенного значения T – порога. Данный процесс представляет собой сжатие с потерями. Ниже представлен алгоритм сжатия данных вещественной матрицы B по пороговому значению T .

$$B_{ij} = \begin{cases} 0, & \text{если } |B_{ij}| < T, \\ B_{ij}, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (11)$$

Если матрица B – комплексная, то с порогом сравнивается модуль каждого комплексного элемента $B_{ij} = \text{Re}(B_{ij}) + \text{Im}(B_{ij})$. В этом случае $|B_{ij}| = \sqrt{\text{Re}(B_{ij})^2 + \text{Im}(B_{ij})^2}$, а формула (11) формально будет справедлива и для комплексного и для вещественного случая.

Следует заметить, что при оптимально выбранном способе сжатия и пороге T потери будут незначительными, что позволит устранить лишнюю информацию, сохранив при этом целостность и качество восстанавливаемого изображения.

Степень сжатия информации будем определять по формуле:

$$K = N_c / N_o \quad (12)$$

где N_c – количество сжатых элементов, а N_o – общее количество анализируемых элементов.

Для базисов Фурье и косинусного преобразования общее количество анализируемых элементов матрицы преобразования будет находится по формуле:

$$N_o^{DFT} = N_o^{DCT} = N^2 \quad (13)$$

где N – высота матрицы исходного изображения.

Так как при прямом ортогональном преобразовании Вейля-Гейзенберга матрицы изображения A размерности (N, N) мы получаем вещественную матрицу преобразования B размерности $(2N, 2N)$, то общее количество анализируемых элементов будет определяться по формуле:

$$N_o^{DWHT} = 4N^2 \quad (14)$$

На рисунке 5 представлены результаты сжатия изображения «lena256.jpg» с использованием оптимального базиса Вейля-Гейзенберга (*DWHT*) при различных пороговых значениях. В таблице 2 приводятся подробные характеристики результатов сжатия.



Рис 5. Восстановленное изображение при значениях порога ($T = 10, 25, 50$)

Таблица 2.

Базис	<i>DWHT</i>		
Пороговое значение: T	10	25	50
Общее кол-во элементов: N_o	262144	262144	262144
Кол-во сжатых эл-в: N_c	220873	246595	255694
Потери качества: E	145.2892	327.8115	563.0511
Степень сжатия: K	0.8426	0.9407	0.9754

4. Сравнение ортогональных преобразований

Чтобы сравнить ортогональные преобразования *DWHT*, *DFT* и *DCT* по критерию качества восстановления, подберем такие пороговые значения T для базисов, при которых степень сжатия исходного изображения будет примерно одинаковой:

$$K = K_{DWHT} \approx K_{DFT} \approx K_{DCT} \quad (15)$$

Для сравнения базисов по степени сжатия, подберем такие пороговые значения, при которых показатели потери качества будут примерно одинаковыми, то есть:

$$E = E_{DWHT} \approx E_{DFT} \approx E_{DCT} \quad (16)$$

В таблицах 3, 4 приведены результаты сжатия исходного изображений с использованием *DWHT*, *DFT* и *DCT* при выбранных согласно условиям 15 и 16 пороговых значениях.

Таблица 3.

Базис	<i>DWHT</i>	<i>DFT</i>	<i>DCT</i>
Пороговое значение: T	9.7	22	20
Общее кол-во элементов: N_o	262144	65536	65536
Кол-во сжатых эл-в: N_c	219699	54780	54488
Потери качества: E	141.2321	395.6927	306.3160
Степень сжатия: K	0.8381	0.8359	0.8314

Таблица 4.

Базис	<i>DWHT</i>	<i>DFT</i>	<i>DCT</i>
Пороговое значение: T	20	14	17.3
Общее кол-во элементов: N_o	262144	65536	65536
Кол-во сжатых эл-в: N_c	242036	45394	51985
Потери качества: E	270.9123	270.9195	270.5099
Степень сжатия: K	0.9233	0.6927	0.7932

5. Выводы

По результатам исследования представленных выше алгоритмов сжатия можно заключить, что по сравнению с известными ортогональными базисами Фурье и косинусного преобразования оптимальный базис Вейля-Гейзенберга при фиксированной степени сжатия демонстрирует наименьшие потери качества при восстановлении изображения, а при требуемом показателе качества восстановления изображения дает наилучшую степень сжатия данных.

Таким образом, использование оптимального дискретного базиса Вейля-Гейзенберга оказывается весьма эффективным инструментом в задаче сжатия изображений. Это объясняется тем, что изображение представляет собой нестационарный двухмерный случайный процесс, а преобразование Вейля-Гейзенберга позволяет более корректно учитывать эти нестационарные особенности, чем другие известные ортогональные преобразования.

Литература

1. *В.П. Волчков*, «Сигнальные базисы с хорошей частотно-временной локализацией», М.: МТУСИ, 2009;
2. *Д.А. Петров*, «Синтез базиса Вейля-Гейзенберга», М.: МГУ им. М.В. Ломоносова, 2010.
3. *В.П. Волчков, Д.А. Петров*, «Оптимизация ортогонального базиса Вейля-Гейзенберга», Научные ведомости БелГУ, 2009;
4. *Р. Хорн, Ч. Джонсон*, «Матричный анализ», М.: Мир, 1989;
5. *Н. Ахмед, К.Р. Рао*, «Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов», перевод с англ. Т.Э. Кренкеля, М.: Связь, 1980.
6. *Волчков В.П., Уваров С.С.* Аппроксимация узкополосных случайных процессов с помощью комплексной рекуррентной m -модели скользящего окна второго порядка // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 3. С. 54-61.

ПРИМЕНЕНИЕ СИНГУЛЯРНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ СТОЙКОСТИ АЛГОРИТМА ПРОНИ К АДДИТИВНЫМ ШУМАМ

Безруков Игорь Михайлович
МТУСИ, студент группы 1М61601
igorbezr@yandex.ru

Волчков Валерий Павлович
МТУСИ, проф. каф. ОТС, д.т.н
volchkovvalery@mail.ru

Ключевые слова: импульсная характеристика, оптимальная аппроксимация, модифицированный метод Прони, сжатие импульсной характеристики, сингулярное разложение.

В статье рассматривается модификация алгоритма Прони с использованием сингулярного разложения для вычисления коэффициентов линейного предсказания. С помощью данного алгоритма решается задача аппроксимации импульсной характеристики канала связи при наличии аддитивного белого гауссовского шума. Исследуется возможность повышения точности аппроксимации за счёт уменьшения влияния шума посредством оптимального выбора используемых сингулярных чисел.

Введение

Требования к скорости передачи в современных сетях связи возрастают с каждым годом, всё большая доля абонентов как сетей фиксированной, так и мобильной сотовой связи желает иметь высокоскоростной широкополосный доступ к сети Интернет. Повышение скорости передачи, особенно для беспроводных сетей, в которых имеются жёсткие ограничения на занимаемую полосу частот, требует оптимальной цифровой обработки сигнала на приёмной стороне для минимизации влияния возникающих в канале связи искажений. В случае использования временного уплотнения (Time Division Multiplexing, TDM) наиболее значительным оказывается влияние межсимвольной интерференции (МСИ). Известны два основных способа компенсации МСИ: обработка с помощью эквалайзера (канального выравнивания) на приёмной стороне [1,5] и канальное прекодирование (предыскажение) на передающей стороне [1-3,5].

Необходимость оценки параметров канала на приёмной стороне для получения его импульсной характеристики (ИХ) затрудняет реализацию обоих указанных методов. Использование канального прекодера (предысказителя) дополнительно усложнено требованием передачи оценки ИХ по обратному каналу связи от приёмника к передатчику [1-3]. Для получения существенного выигрыша от применения прекодирования требуется минимизация требований к скорости передачи обратного канала. Одним из путей решения данной задачи выступает аппроксимация оценки ИХ с помощью некоторой оптимально выбранной модели, с тем чтобы передавать лишь небольшое число параметров модели вместо передачи всего вектора оценки ИХ. В [4,5] демонстрируется удобство и целесообразность построения алгоритма аппроксимации оценки ИХ на основе модифицированного метода Прони. Используемый в данном методе базис дискретных комплексных экспоненциальных функций является оптимальной аппроксимирующей моделью для оценки ИХ [4-6].

Однако известно [6], что рассматриваемая аппроксимирующая модель весьма чувствительна к влиянию некоррелированного (белого) шума, и что данная чувствительность непосредственно следует из механизма определения её параметров [6]. Также известно, что модификация алгоритма Прони, использующая сингулярное разложение, эффективна при решении задачи обнаружения синусоид в смеси синусоидального сигнала с белым шумом

[6]. В данной статье, основываясь на указанных фактах, рассмотрим проблему точности аппроксимации оценки ИХ по алгоритму Прони при наличии аддитивных шумов и исследуем применение сингулярного разложения с целью уменьшения шумовой составляющей ошибки аппроксимации.

1. Постановка задачи

Пусть заданы вектор комплексных отсчётов ИХ канала $\vec{h} = (h[1], \dots, h[N])^T$ и вектор комплексного аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) $\vec{w} = (w[1], \dots, w[N])^T$, смесь которых $\vec{h} + \vec{w}$ известна приёмнику. Примем, что все возможные погрешности оценки ИХ приёмной стороной учитываются как часть влияния АБГШ, т.е. пусть оценка ИХ $\tilde{h} = \vec{h} + \vec{w}$. Аппроксимирующая модель может быть записана в следующем компактном виде [4-6]

$$\hat{h}[n] = \sum_{k=1}^p c_k z_k^{n-1} \quad (11)$$

где $c_k = C_k \exp(j\theta_k)$ k -я комплексная амплитуда, C_k – амплитуда k -й комплексной экспоненты, θ_k – ее начальная фаза (рад); $z_k = \exp[(\alpha_k + j2\pi f_k)T]$ – k -й полюс, α_k – коэффициент затухания k -й комплексной экспоненты, f_k – ее частота (Гц), T – интервал взятия отсчётов (с); p – порядок модели.

Аппроксимация и сжатие оценки ИХ \tilde{h} с помощью (1) выполняется по критерию вида [5]

$$1/N \sum_{n=1}^N \left| h[n] - \sum_{k=1}^p c_k z_k^{n-1} + w[n] \right| \rightarrow \min, \quad p < N/2 \quad (12)$$

Требования к сжатию ИХ в ходе аппроксимации обеспечиваются наличием в (2) ограничения на порядок модели p . Максимально допустимое значение $N/2$ следует из того, что (1) полностью определяется с помощью p комплексных амплитуд и p комплексных полюсов, т.е. итогом аппроксимации служит $2p$ комплексных отсчётов и сжатие ИХ будет достигнуто при $2p < N$.

Согласно [6], даже если не учитывать аддитивный шум, не существует аналитических методов, обеспечивающих точное выполнение (2), в силу существенной нелинейности данной задачи. Однако имеются различные субоптимальные алгоритмы, основанные на методе Прони, достигающие минимизации суммы в (2) за счёт перехода от нелинейного поиска параметров экспоненциальной модели (1) к их вычислению посредством аппарата линейной алгебры [4-6].

2. Алгоритм метода Прони с сингулярным разложением

Представим весь исследуемый метод в виде трёхступенчатого алгоритма. На первом его шаге составляется и решается линейная система разностных уравнений для определения коэффициентов линейного предсказания вперёд \vec{a}_f и назад \vec{a}_b

$$\sum_{k=0}^p a_f[k] \tilde{h}[n-k] = e_f[n], \quad a_f[0] = 1, \quad n = p+1, \dots, N, \quad p < N/2 \quad (13)$$

$$\sum_{k=0}^p a_b[k] \tilde{h}[n-p+k] = e_b[n], \quad a_b[0] = 1, \quad n = 1, \dots, N-p, \quad p < N/2 \quad (14)$$

где $e_f[n]$, $e_b[n]$ – ошибки линейного предсказания вперёд и назад соответственно.

Для решения систем уравнений (3,4) необходимо из вектора оценки ИХ канала \tilde{h} сформировать прямоугольные матрицы данных \mathbf{H}_f , \mathbf{H}_b $(N-p) \times p$ и соответствующие им векторы \vec{h}_f , \vec{h}_b

$$\mathbf{H}_f = \begin{pmatrix} \tilde{h}[p] & \dots & \tilde{h}[1] \\ \dots & \dots & \dots \\ \tilde{h}[N-p-1] & \dots & \tilde{h}[p+1] \\ \dots & \dots & \dots \\ \tilde{h}[N-1] & \dots & \tilde{h}[N-p] \end{pmatrix}, \tilde{\mathbf{h}}_f = \begin{pmatrix} \tilde{h}[p+1] \\ \dots \\ \tilde{h}[N-p] \\ \dots \\ \tilde{h}[N] \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{H}_b = \begin{pmatrix} \tilde{h}[p+1] & \dots & \tilde{h}[2] \\ \dots & \dots & \dots \\ \tilde{h}[N-p] & \dots & \tilde{h}[p+2] \\ \dots & \dots & \dots \\ \tilde{h}[N] & \dots & \tilde{h}[N-p+1] \end{pmatrix}, \tilde{\mathbf{h}}_b = \begin{pmatrix} \tilde{h}[1] \\ \dots \\ \tilde{h}[p+1] \\ \dots \\ \tilde{h}[N-p] \end{pmatrix}$$

Используя введённые матрицы можно переписать (3,4) в виде следующих матричных уравнений

$$\mathbf{H}_f \vec{a}_f = \vec{h}_f \quad (15)$$

$$\mathbf{H}_b \vec{a}_b = \vec{h}_b \quad (16)$$

Теперь необходимо отыскать сингулярные разложения матриц \mathbf{H}_f , \mathbf{H}_b вида $\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^*$, где $\mathbf{U}_{m \times m}$, $\mathbf{V}_{n \times n}$ – унитарные матрицы, $\mathbf{D}_{m \times n}$ – диагональная матрица из сингулярных чисел σ_i матрицы \mathbf{A} , $\mathbf{V}^* = \mathbf{V}^{-T}$ – эрмитово сопряжение матрицы. Зная сингулярные разложения $\mathbf{H}_f = \mathbf{U}_f \mathbf{D}_f \mathbf{V}_f^*$, $\mathbf{H}_b = \mathbf{U}_b \mathbf{D}_b \mathbf{V}_b^*$, коэффициенты линейного предсказания \vec{a}_f и \vec{a}_b можно выразить через псевдообратные матрицы вида $\mathbf{H}^\# = \mathbf{V}\mathbf{D}^\#\mathbf{U}^*$,

где $\mathbf{D}^\# = \begin{pmatrix} \mathbf{D}^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix}$ следующим образом [6]

$$\vec{a}_f = -\mathbf{V}_f \mathbf{D}_f^\# \mathbf{U}_f^* \vec{h}_f \quad (17)$$

$$\vec{a}_b = -\mathbf{V}_b \mathbf{D}_b^\# \mathbf{U}_b^* \vec{h}_b \quad (18)$$

Определения (7,8) позволяют уменьшить вклад шумовой составляющей в точность вычисления коэффициентов линейного предсказания, варьируя количество сингулярных чисел σ_i , участвующих в вычислении в пределах $1 \leq \sigma_i \leq n$. В [6] показано, что сингулярные числа, наибольшие по индексу и наименьшие по значению, определяются преимущественно аддитивным шумом, соответственно, их усечение в некоторой степени эквивалентно повышению отношения сигнал/шум (ОСШ). Выбор количества используемых сингулярных чисел определяется из соотношения между увеличением ОСШ и внесением погрешности вследствие усечения. После вычисления коэффициентов по формулам (7,8) первый шаг алгоритма завершается.

Второй шаг алгоритма компактен и вычислительно прост: требуется осуществить факторизацию полинома для нахождения значений полюсов z_k

$$\sum_{k=0}^p a_f[k] z^{p-k} = 0, a_f[0] = 1 \quad \sum_{k=0}^p a_b[p-k] z^{p-k} = 0, a_b[0] = 1 \quad (19)$$

Третий шаг алгоритма модифицированного метода Прони состоит в вычислении комплексных амплитуд c_k из решения следующего матричного уравнения [6]

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z[1] & z[2] & \dots & z[p] \\ z[1]^2 & z[2]^2 & \dots & z[p]^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z[1]^{N-1} & z[2]^{N-1} & \dots & z[p]^{N-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c[1] \\ c[2] \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ c[p] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{h}[1] \\ \tilde{h}[2] \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \tilde{h}[N] \end{pmatrix} \quad (20)$$

Решение уравнения (10) можно производить различными способами: применять сингулярное разложение, аналогично (7,8), QR-разложение, или более специфические методы, учитывающие особенности матриц Вандермонда. После решения уравнения (10) все параметры модели (1) найдены и алгоритм завершается.

3. Численное моделирование

Теоретические положения, рассмотренные выше, проверим в среде математического пакета Matlab для двух моделей типовых каналов связи. Введём модель телефонного канала в виде вещественной ИХ ФНЧ Баттерворта 8-го порядка с частотой среза $f_c = 1,55$ кГц. Такой выбор модели телефонного канала не случаен и подробно обоснован в [1]: АЧХ данной модели соответствует АЧХ канала ТЧ. В качестве модели радиоканала воспользуемся комплексной ИХ ФНЧ Чебышёва 5-го порядка с той же частотой среза, а также искусственно деформированными полюсами, обеспечивающими нечётность АЧХ. Данная модель достаточно хорошо отражает влияние частотно-селективных замираний, описанное, например, в [7].

На рис. 1. приведены АЧХ, соответствующие описанным выше моделям каналов связи. Можно отметить, что чётная АЧХ соответствует случаю вещественной ИХ.

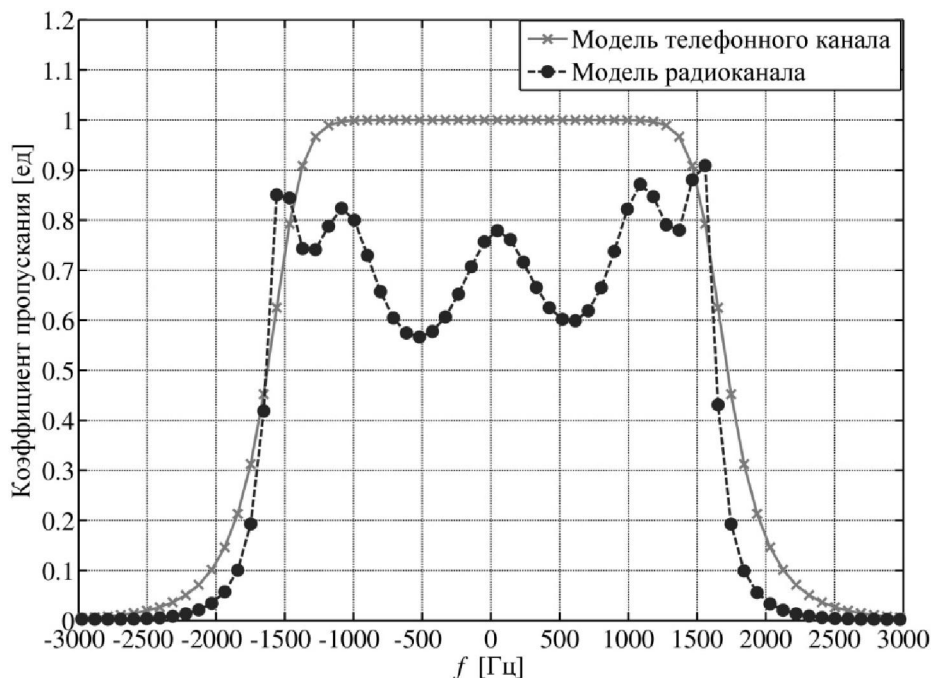


Рис. 1. АЧХ исследуемых каналов связи.

Результаты проверки стойкости модифицированного алгоритма Прони к аддитивным шумам показаны на рис. 2-3. Из данных зависимостей следует, что сам факт наличия аддитивных шумов приводит к существенному ухудшению точности аппроксимации.

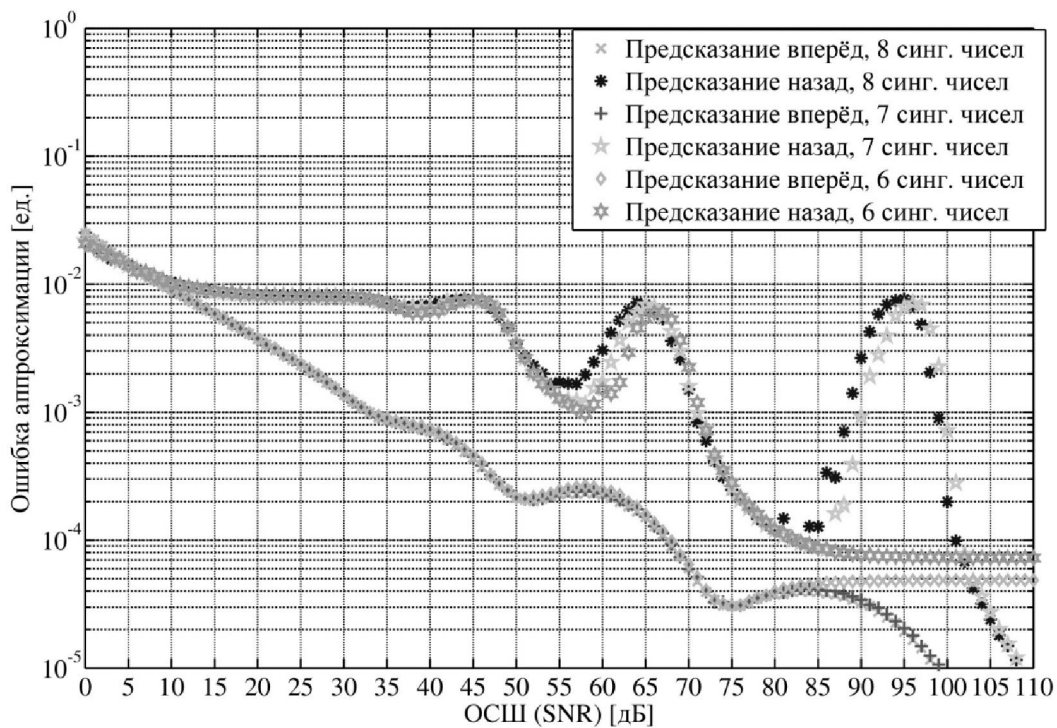


Рис. 2. Зависимость ошибки аппроксимации от ОСШ для телефонного канала.

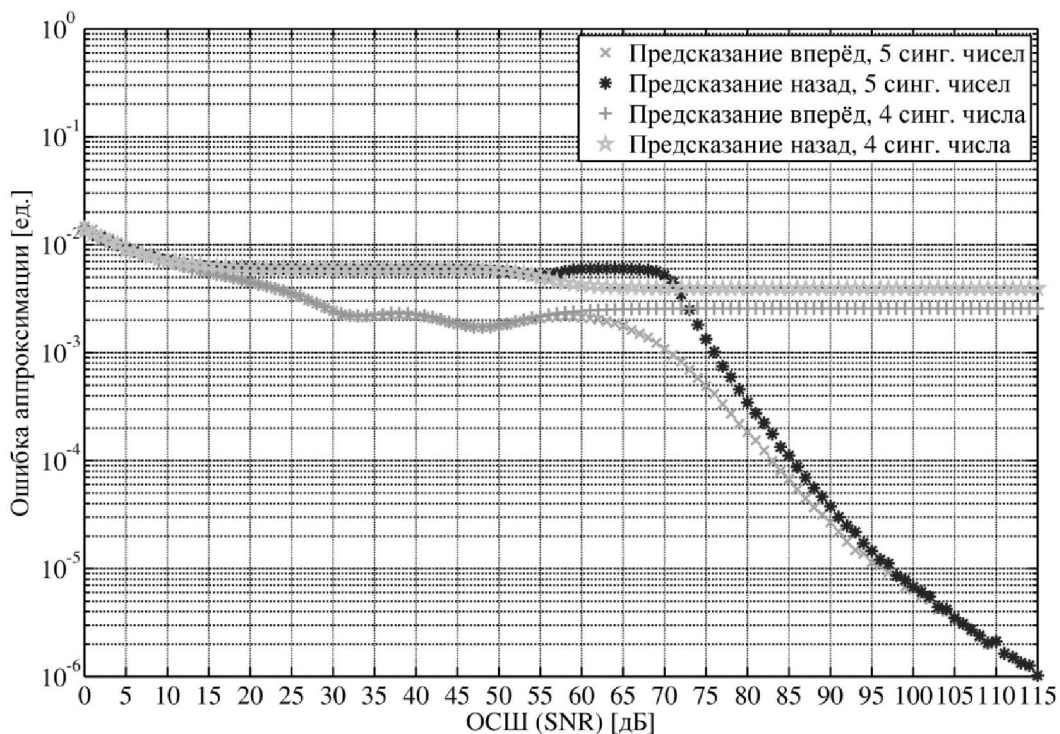


Рис. 3. Зависимость ошибки аппроксимации от ОСШ для радиоканала.

В предыдущих работах [4-5] точность аппроксимации в отсутствие шумов была оценена значением 10^{-16} , тогда как в данном случае даже при ОСШ, равном 100 дБ, величина ошибки аппроксимации составляет $10^{-5} - 10^{-6}$.

К сожалению, достичь указанной в [6] эффективности применения сингулярного разложения не удалось. Усечение сингулярных чисел оказало существенный позитивный эффект только в случае линейного предсказания назад, и только при высоком ОСШ. В остальных случаях наблюдалось лишь появление независимой от ОСШ погрешности, обусловленной самим фактом усечения. Данная ситуация может быть объяснена из соображений сравнительно малых порядков модели (1), используемых в эксперименте.

Такое объяснение подтверждается исследованиями общих свойств алгоритма, проведёнными в [6], из которых следует, что повышение порядка модели способно существенно снизить влияние шума и повысить точность аппроксимации. Таким образом, для эффективного использования рассмотренного в работе алгоритма следует решить задачу определения оптимального значения порядка модели (1) и соответствующего ему количества сингулярных чисел. Решение таковой задачи может служить темой отдельного исследования и выходит за рамки данной работы.

Выводы

1. Предложена модификация алгоритма Прони с использованием сингулярного разложения, позволяющая регулировать влияние аддитивного шума на точность аппроксимации.
2. Проведено численное моделирование в среде Matlab, демонстрирующее принципиальную работоспособность предложенного алгоритма и влияние количества используемых в расчётах сингулярных чисел на точность аппроксимации.
3. Установлена низкая стойкость алгоритма Прони к аддитивным шумам, определена необходимость проведения дополнительных исследований по определению оптимальных порядка аппроксимирующей модели и количества используемых сингулярных чисел.

Литература

1. Волчков В.П., Безруков И.М. Синтез дискретного оптимального прекодера с финитной системой сигналов для систем OTDM // *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения*. 2015. Т. 15. № 5. С. 48-51.
2. Безруков И.М., Волчков В.П. Разработка оптимального прекодера для цифрового канала связи с частотным разделением каналов // *Телекоммуникации и информационные технологии*. 2015. Т. 2. № 2. С. 19-23.
3. Безруков И.М., Волчков В.П. Исследование помехоустойчивости цифровой системы связи с канальным прекодером и финитной посимвольной передачей // *Телекоммуникации и информационные технологии*. 2016. Т. 3. № 1. С. 146-150.
4. Безруков И.М., Волчков В.П. Оптимальная аппроксимация и сжатие импульсной характеристики канала связи модифицированным методом Прони // *Телекоммуникации и информационные технологии*. 2016. Т. 3. № 2. С. 45-46.
5. Волчков В.П., Безруков И.М. Разработка модифицированного метода Прони для аппроксимации и сжатия импульсной характеристики канала // *Сб. трудов X-й всероссийской конференции "Радиолокация и радиосвязь"*. 2016. С. 228 – 234.
6. С. Л. Марпл-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения / под ред. Рыжака И.С. / пер. с англ. Хабарова О.И., Сидоровой Г.А. – М. : Мир, 1990. 584 с.
7. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации : под ред. Березовского В.А. : пер. с англ. Бирюкова Н. Л., Триски Н. Р. М. : Техносфера, 2011. 904 с.
8. Волчков В.П., Уваров С.С. Аппроксимация узкополосных случайных процессов с помощью комплексной рекуррентной m -модели скользящего окна второго порядка // *Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2015. Т. 9. № 3. С. 54-61.

ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАФИКА СИГНАЛИЗАЦИИ И РЕКОМЕНДАЦИИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ПРЕДОТВРАЩЕНИИ ПЕРЕГРУЗОК НА СЕРВЕРНОМ ОБОРУДОВАНИИ

Бражуненко Павел Сергеевич
студент группы М61502 МТУСИ
iipavel09@gmail.ru

Иевлев Олег Павлович
к.т.н., декан факультета ИТ МТУСИ
ievlev@mtuci.ru

Ключевые слова: *Смешанная СМО, сервер, SIP, статистика.*

В статье представлены статистические данные трафика контакт-центра и рекомендуемые для этих данных параметры вероятностных характеристик для возможности уменьшения состояний перегрузок в серверах. Данные параметры выводятся по результатам оценок показателей статистических вероятностей систем массового обслуживания с несколькими классами сообщений. Также представлены рекомендации, способствующие стандартизации новых механизмов контроля перегрузок.

Современные мультисервисные сети связи строятся на основе концепции *IMS* (англ. IP Multimedia Subsystem), обеспечивающей предоставление неограниченного набора услуг с гибкими возможностями по их управлению, персонализации и разработке новых услуг за счет унификации сетевых решений на базе *IP*.

Основным протоколом, стандартизированным для работы в *IMS*, является протокол инициации сессии (англ. Session Initiation Protocol, *SIP*). Все возможные соединения между конечными пользователями и различными доменными зонами всегда проходят через каскады *SIP*-серверов. Это оборудование предназначено как для работы с *SIP* запросами, так и для трансляции и преобразования сообщений других протоколов.

Большая часть нагрузки *SIP*-сервера приходится на обработку трафика сигнальной информации. При этом становятся нередкими случаи, когда на вход оборудования (взаимодействующего также с основными узлами сети) в определенную единицу времени поступает больше запросов, чем оно способно обслужить. В итоге, происходит значительное снижение пропускной способности оборудования.

Пропускная способность сервера *SIP* напрямую зависит от вычислительной мощности его центрального процессора, вместительности буфера памяти, скорости производительности его интерфейсов. Состояние перегрузки сервера более всего связано с отсутствием свободных ресурсов центрального процессора, которые ориентированы на поддержку программной реализации основных протоколов сети.

Перегрузки случаются по следующим причинам [4]:

- Протокол *SIP* должен действовать на маршруте, проходящем через несколько *proxy*-серверов, в целях достижения успешного обмена информационными данными. При этом возможно появление особого типа перегрузки: *SIP proxy-to-proxy*;
- Протокол *SIP* занимается определением необходимого количества таймеров ретрансляции, в целях обнаружения и последующей ликвидации возможных потерь пакетов (например, такая ситуация возможна при условии использования ненадежного протокола транспортного уровня *UDP*);
- Запросы *SIP* очень чувствительны к влияниям временных задержек, так как действуют в сеансах связи в режиме реального времени.

В больших масштабах перегрузки играют решающую роль. Они могут стать следствием неправильного планирования *SIP*-сетей. Сети должны разрабатываться с учетом

необходимого количества серверного оборудования и хранилищ баз данных. Планирование базируется на количестве ожидаемого количества абонентов и определении форматов данных, которые будут использоваться в работе.

Для решения данной проблемы были созданы специальные механизмы контроля состояния перегрузки, направленные на снижение эффекта деградации пропускной способности.

Однако подобные алгоритмы не во всех случаях их применения могут быть эффективными [1]. Поэтому активно ведутся работы по разработке различных способов оптимального управления и балансировки сигнального трафика во время большой загруженности оборудования SIP-серверов.

В программную реализацию протокола *SIP* включен механизм защиты от перегрузок, посылающий специальные сообщения отклонения входящих запросов в то время, когда серверное оборудование сталкивается с нетипичным для приемлемого обслуживания объемом трафика [5]. Суть заключается в том, что трафик сообщений отклонения вполне сопоставим с трафиком данных, использующихся для обработки входящих сообщений. Это означает, что в той ситуации, когда сервер генерирует и транслирует сообщения, его коэффициент производительности падает, так как эта работа напрямую затрагивает передачу остальных запросов.

Метод базовой защиты от перегрузок заключается в том, что перегруженный сервер или кластер таких серверов отправляет сообщения с кодом 503 [5]. Рекомендация *RFC 3261* описывает данную ситуацию так:

Сервер, в течение некоторого промежутка времени, не имеет возможности произвести обработку сообщения по причине временной перегрузки. В заголовке поля *Retry-After* сервер может оставить метку времени, когда абонент может повторно транслировать свое сообщение.

Абоненту, получившему сообщение с кодом 503, предлагается перенаправить сообщение на альтернативный сервер, если адрес такового является известным.

Также сервер может отклонить или удалить входящее сообщение вместо того, чтобы передать сообщение с кодом 503.

Недостатки использования данного механизма заключаются в том, что, во-первых, он приводит к увеличению нагрузки в сети, тем самым, вызывая эскалацию проблемы и последующий за ней лавинный отказ.

Существуют несколько видов механизмов: локальные, междусекционные и глобальные. В данной статье предлагается вариант локального механизма контроля перегрузок, который можно легко реализовать на практике.

В процессе изучения материалов, представленных в [2], было принято решение о рассмотрении в качестве показательной модели мониторинга состояния перегрузки системы массового обслуживания, на вход которой поступают два вида заявок, упомянутых выше. Первый вид сообщений проходит через систему беспрепятственно – вне зависимости от состояния сервера. Второй вид – находится в буфере памяти сервера и ожидает очереди на обслуживание. Обработка этого вида заявок полностью зависит от загруженности сервера.

Для отражения возможности обработки ожидающих сообщений вводится для них дополнительная вероятность p_1 , которая показывает вероятность этой обработки с учетом текущей загрузки *SIP* сервера. Эта вероятность используется при описании обработки заявок, отправляющихся на повторную обработку сервером.

На рис. 1 приведена схема исследуемой системы. Она представляет собой стандартную схему замкнуто-разомкнутой (смешанной) сети и ее можно отнести к сетям *BCMP* [2]. В соответствии с теорией *BCMP*, предполагаем, что на вход серверного оборудования поток внешних заявок и возвращенных заявок поступает с интенсивностью, задаваемую распределением Пуассона, и интенсивность обслуживания подчиняется экспоненциальному распределению.



Рис 1. Исследуемая модель SIP сервера

Предполагаем, что процессы в системе не зависят от их предыдущего состояния и описываются Марковским процессом: $P(S_{t+1}|S_1, \dots, S_t) = P(S_{t+1}|S_t)$, где S – определенное состояние, а t – период времени, в течение которого наблюдалось данное состояние. Введем обозначения для заявок первого типа $n1$ и заявок второго типа $n2$ и опишем с их помощью текущий процесс обработки сообщений как: $P(t) = \langle (n1(t), n2(t)) : 0 \leq n1 < \infty, 0 \leq n2 < \infty, t \geq 0 \rangle$.

Используем положения теоремы смешанных сетей и выведем выражение для расчета маргинальных стационарных вероятностей одновременной обработки сообщений $n1$ и $n2$:

$$P(n1, n2) = (1 - \rho(1 + p1)) \rho^{n1} (1 + p1)^{n1} p^{n2} \frac{n!}{n1!n2!} \quad (1)$$

В целях получения экспериментальных результатов, были использованы данные измерения трафика сигнализации из [3].

На рис. 2 из [3] показаны флуктуации трафика сигнальной информации в течение одного отдельно рассмотренного дня работы СС. Нагрузка измерена в Эрл, а время представлено в часах:

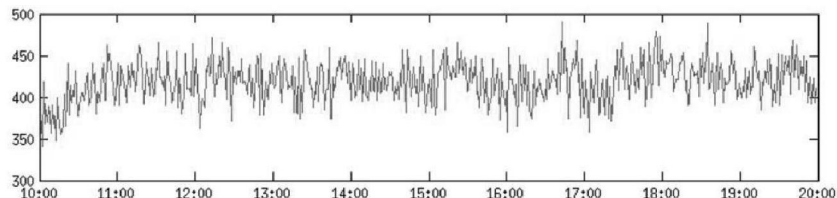


Рис 2. Флуктуации трафика сигнальной информации в течение одного рабочего дня СС

В качестве исходных данных были выбраны временные отрезки внутри дня между 10:00 и 11:00 и 19:00 и 20:00. Выбор этих интервалов объясняется тем, что именно в эти временные промежутки происходит заметное нарастание либо перераспределение сигнальной нагрузки, отражающие подключение к сети СС конечных пользователей. На первом диапазоне, в пределах одного часа, было отмечено увеличение нагрузки, равное 120 Эрл. Среднее значение нагрузки колеблется в пределах 400 Эрл и (до обеденного времени в СС) находится значительно ниже мгновенно измеренных значений трафика. Данное явление свидетельствует о том, что в данный временной диапазон возможно появление постоянного роста трафика на опорной сети и прокси-серверах и возникновение длительных перегрузок на данном оборудовании. При рассмотрении последнего временного отрезка, было зафиксировано максимальное нарастание трафика, равное 80 Эрл, и средняя нагрузка трафика, лежащая в пределах 440 Эрл.

В процессе выборки из сообщений, относящихся к успешно установленным и завершенным сеансам связи, была выделена группа сообщений, чаще всего передаваемая между SIP-прокси сервером и терминалом типичного абонента (доля в общем трафике сигнализации составляет 23,08%):

INVITE, 100 OK, 180, 200 OK, ACK, INVITE, 100 OK, 200 OK, ACK, BYE, 200 OK.

В данном блоке сообщений предлагается выделить две группы: первая группа заявок должна принадлежать к вышеописанному классу $n1$, вторая – к классу $n2$. Именно последняя группа имеет большую интенсивность при поступлении на вход серверного оборудования и

имеет более высокую вероятность вывода из буфера памяти сервера при ситуациях, связанных с перегрузкой.

К такой группе относятся сообщения типа *INVITE* – их реальная интенсивность поступления на обработку в шесть или семь раз превышает значения для других сообщений. Доля *INVITE* в информационном блоке составляет 18 %, доля остальных сообщений – 82%.

Далее для фиксированных значений загрузки сервера 0,9 и 0,5 (определены как граничный и предварительный момент возникновения состояния перегрузки), для вероятностей приема сообщений: $[0,01 \dots 0,1]$ – для загрузки, равной 0,9; $[0,1 \dots 0,9]$ – для загрузки, оцениваемой в 0,5, – строятся графики ФРВ для двух временных интервалов работы СС: 10:00-11:00 и 19:00-20:00.

На рис.3 и рис. 4 приводятся полученные результаты.

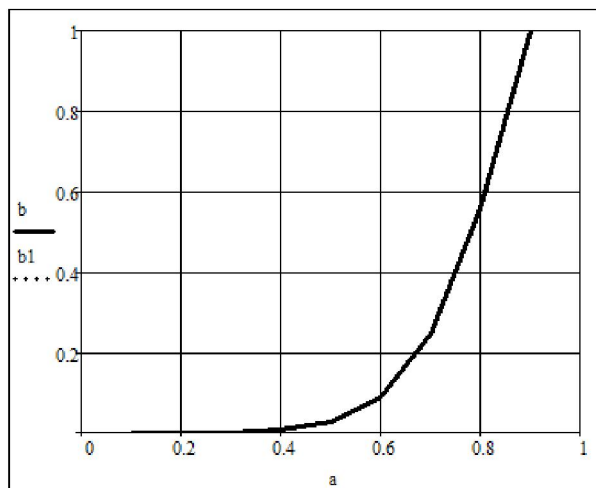


Рис 3. Распределение вероятности нахождения сообщений всех классов в системе обслуживания при загрузке сервера, равной 0.5

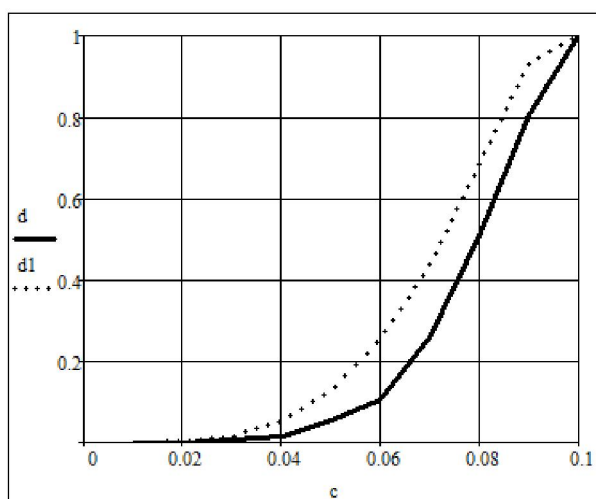


Рис 4. Распределение вероятности нахождения сообщений всех классов в системе обслуживания при загрузке сервера, равной 0.9

При анализе результатов расчетов становится очевидным, что при загрузке, оцениваемой в 0,9, графики распределения вероятности имеют ощутимые расхождения на всех временных интервалах, что сигнализирует о возможности подстройки параметров *SIP*-сервера для достижения необходимого качества обслуживания во время работы.

Для разработки метода контроля и снижения влияния перегрузок [6], необходимо предоставить список рекомендаций, позволяющих определить важные технические условия:

Рекомендация №1: нагруженный серверный узел должен поддерживать общую пропускную способность на приемлемом уровне, даже в тех ситуациях, когда интенсивность запросов на его входах приближается или равна критической величине.

Рекомендация №2: в случаях, когда серверный узел претерпевает аварию или понижает свою пропускную способность, контроль перегрузок должен осуществляться таким образом, чтобы последствия критической ситуации не повлияли на другие сетевые узлы.

Рекомендация №3: необходимо обеспечивать минимально необходимое количество серверных настроек. Например, рекомендуется ограничить настройку пропускной способности SIP-сервера, так как подобную величину на практике трудно определить.

Рекомендация №4: программная реализация разрабатываемого метода контроля сетевых перегрузок должна оставаться работоспособной в том случае, если аппаратное окружение, по большей части, не поддерживает ее алгоритмы. Это также означает, что работа метода не должна негативно сказываться на величине общей пропускной способности серверного оборудования.

Рекомендация №5: в том случае, если метод использует особые сигнальные сообщения (как в ситуации использования сообщения 503), то в теле такого сообщения должно быть четко прописано, что оно сформировано по причине наличия перегрузки и предназначено для информирования соседних узлов о возможности нарастания критической ситуации. Подобная ситуация наблюдается в сообщении 503, которое может использоваться для решения совершенно разных проблем, не касающихся наличия информационных перегрузок.

Рекомендация №6: метод также должен обеспечивать мониторинг трафика, приходящего со стороны вышестоящего оборудования. Мониторинг подразумевает контроль приходящей информации (который обязан быть плавным в своей работе и иметь больше возможностей и параметров, чем стандартное сообщение 503). Необходимо уточнить, что состояние перегрузки не является четким и не может выражаться в двух вариантах: “есть критическая нагрузка” и “нет критической нагрузки”. Оно имеет несколько степеней.

Рекомендация №7: одним из наиболее важных условий является то, что некоторый функциональный элемент не должен повторно посылать информационные запросы той аппаратуре, которая уже предупредила, что находится в состоянии перегрузки.

Рекомендация №8: те из запросов, которые были отвергнуты перегруженным элементом, должны ретранслироваться к узлам, находящимся в стабильном рабочем состоянии, при этом влияя на общую пропускную способность в пределах допустимых значений.

Рекомендация №9: метод должен взаимодействовать с оборудованием, которое регулярно получает значительное число информационных сообщений от предшествующих сетевых узлов, в тех случаях, когда их количество не поддается оперативной оценке.

Рекомендация №10: также метод должен поддерживать оборудование, взаимодействующее с конечным множеством предшествующих ему сетевых узлов.

Рекомендация №11: метод не теряет своей актуальности при использовании на границах домашних сетей разных абонентов или в разных доменных группах.

Рекомендация №12: метод не должен определять конкретную последовательность действий в процессе нахождения оптимальной приоритетности обработки трафика проху-серверов, во время состояния перегрузки. Узлы должны иметь возможность самостоятельно отдавать предпочтение определенным запросам: например, сообщениям, подвергшимся дополнительной трансляции.

Рекомендация №13: метод должен содержать прямые указания оборудованию, когда оно может допустить повторную трансляцию запросов и моменты, когда этого необходимо избегать. Это применимо в случае использования протокола ТСП, при установлении сеансов связи, и передачи запросов регистрации, с целью снижения влияния лавинных перегрузок.

Рекомендация №14: в ситуации, когда сервер поврежден, находится в состоянии перегрузки и не имеет реальной возможности обрабатывать поступающие сообщения, у него будет наблюдаться недостаток ресурсов для решения текущих проблем. В данном случае, метод должен находиться в рабочем состоянии и быть готовым к поддержанию стабильности работы сервера.

Рекомендация №15: метод должен обеспечивать, по возможности, минимальное потребление внутренних ресурсов сервера для того, чтобы его собственные команды не стали источником перегрузки.

Литература

1. *Rosenberg J.* Requirements for Management of Overload in the Session Initiation Protocol. // RFC 5390. -2008, p. 1-10.
2. *Вишневецкий В.М.* Теоретические основы проектирования компьютерных сетей. – М.: Техносфера, 2003. – с. 104-114.
3. *Абаев П. О., Разумчик Р. В., Углов И. В.* Анализ модели SIP-трафика контактного центра по результатам обработки данных сетевых измерений. // “Технологии информационного общества” / Т-Сотт, ноябрь 2013 г. Москва. – М.: Медиа ПАБЛИШЕР, 2013, ч. 11, с. 15-20.
4. *Гольдштейн Б.С., Пинчук А.В., Суховицкий А.Л.* IP – телефония // М.: Радио и связь, 2001.
5. *A. B. Roach.* SIP - Specific Event Notification // RFC 3265.
6. *J. Arkko, V. Torvinen, G. Camarillo, A. Niemi, T. Haukka.* Security Mechanism Agreement for SIP // RFC 3329.

РАЗРАБОТКА НОВОГО КОМПЛЕКСА ПРОМЕЖУТОЧНОГО НАКАПЛИВАНИЯ ПОСЫЛОК

Джеха Василий Нандович
студент группы М151601(70)МТУСИ
VaSSis@ya.ru

Птицын Герман Александрович
к.т.н., доцент кафедры «ИСУИА» МТУСИ
danil-bezumnov@mail.ru

Ключевые слова: комплекс промежуточного накопления посылок, обработка посылок, КПН, автоматизированные комплексы, накопители.

В работе рассмотрены существующие на данный момент комплексы промежуточного накопления посылок. Проведен анализ их преимуществ и недостатков. На основе данного анализа разработан новый комплекс промежуточного накопления, обеспечивающий как многослойное хранение посылок, так и их дозированную выдачу на дальнейшую сортировку. В работе приведено описание комплекса, принцип его работы и в заключении рассмотрены пути дальнейшего развития работ над комплексом.

Обработка посылок является наиболее трудоемким процессом на предприятиях почтовой связи. Удельный вес трудоемкости сдачи, транспортирования, сортировки и накопления составляет примерно 75% от общей трудоемкости обработки посылок в узлах [1, 6]. Связанные с этим операции оказывают решающее влияние на пропускную способность узлов. Для повышения пропускной способности узлов и уменьшения трудоемкости обработки посылок внедряется оборудование, обеспечивающее механизацию и автоматизацию операций сортировки, промежуточного накопления и перегрузки посылок.

В крупных почтовых узлах, в которых происходит обработка более десяти тысяч посылок в сутки, должны внедряться автоматизированные комплексы по обработке посылок. В узлах с малым объемом обработки могут применяться отдельные механизмы [1].

Современный технологический процесс обработки посылок состоит из трех последовательных этапов. Первый этап – прием посылок с внешнего транспорта, их временное хранение и отправка к сортировочным установкам. На втором этапе происходит сортировка посылок. На третьем этапе происходит разгрузка накопителей сортировочной установки, подготовка посылок к отправке, их хранение и погрузка на внешний транспорт. Комплекс промежуточного накопления посылок является важной частью производственного процесса обработки почтовых грузов в поточно-конвейерной структуре технологического процесса. Он предназначен для временного хранения штучных грузов на предприятии до момента их дальнейшей обработки. Так же они служат буфером в тех случаях, когда количество поступающих в узел посылок превышает производительность сортировочной машины или режимы поступления посылок и режимы сортировки не соответствуют друг другу.

Одним из наиболее распространенных типов комплексов промежуточного накопления посылок являются комплексы на основе гравитационных накопителей [2]. В СССР был зарегистрирован ряд патентов в этой области, например [4]. Так же стоит отметить комплекс КПН-3, предназначенный для приема потока посылок, поступающих с внешнего транспорта по транспортным линиям до сортировки. Загрузка и выгрузка в таком комплексе происходит автоматически. Среди их достоинств стоит отметить повышение сохранности груза по сравнению с валовым накоплением и уменьшение энергозатрат по сравнению с другими комплексами. Из недостатков отметим низкую емкость из-за

однослойного накапливания и отсутствие дозированной выдачи. Проблема дозированной выдачи была решена в другом патенте [5], благодаря использованию дополнительного конвейера, но накапливание посылок по прежнему происходило в один слой.

Комплексы промежуточного накапливания посылок на основе конвейеров и конвейерные круги отличаются простотой в исполнении и предотвращают переворачивание грузов при накапливании. Основными их элементами является несколько конвейеров, оборудованных шторками с датчиками и сбрасывателями. Однако они обладают малой емкостью вследствие накапливания в один ряд, а так же требуют много электроэнергии на постоянную работу.

Циркуляционные конвейеры представляют собой горизонтальный транспортер с замкнутой траекторией. Продукция поступает с подающего транспортера и движется по замкнутой траектории. По мере поступления продукции происходит ее накапливание на конвейере. Они в свою очередь могут обеспечить многослойное накапливание при спиральном расположении конвейера, но в остальном обладают теми же недостатками, что и другие комплексы на основе конвейеров.

Накопительный стол представляет собой подвижный накопительный круг, закрепленный на раме. Комплексы с использованием накопительных столов редко используются при обработке почтовых грузов. Из недостатков таких комплексов стоит отметить малую емкость из-за накапливания в один слой и необходимость ручной разгрузки.

Из данного обзора видно, что ни один из существующих на данный момент комплексов не обеспечивает одновременно как многослойное накапливание посылок, так и их дозированную выдачу на сортировку. Поэтому следует разработать комплекс промежуточного накапливания посылок, обеспечивающий как многослойное хранение посылок, так и их дозированную выдачу на дальнейшую сортировку. Общий вид такого комплекса показан на рисунке 1. Основными элементами такого комплекса является загрузочный конвейер 1, оборудованный сбрасывателями 4-5, расположенные друг под другом накопителя, оборудованные винтовым спуском 3 и разгрузочный конвейер расположенный под накопителями 2. Элементы комплекса закреплены на пространственной раме из швеллерной стали. Загрузочный и разгрузочный конвейеры представляют собой ленточные конвейеры, с прорезиненной лентой в качестве несущего и тягового органа. Каждый конвейер оборудован приводной и натяжной станцией, а так же роликоопорами для поддержки ленты. Роль натяжной станции выполняет винтовое натяжное устройство.

Сбрасыватели предназначены для перемещения посылок с загрузочного конвейера в соответствующий накопитель. В данной конструкции используются пассивные сбрасыватели с индивидуальным приводом, для приведения их в рабочее и нерабочее положение.

Накопители, используемые в данном комплексе промежуточного накапливания, являются механизированными накопителями посылок с неподвижной поверхности накапливания. Основными элементами накопителя является наклонный желоб с бортами, по бокам которого расположены две цепи со штангами. Одна из них служит для удерживания груза грузов при накапливании посылок, вторая – для принудительной разгрузки накопителя. Ее положение определяется датчиком. Цепи с закрепленными на них штангами являются частью цепного конвейера. Разгрузочный конвейер расположен под рядом накопителей. Расстояние от конвейера до накопителей составляет 0,5 метров, что является необходимым условием для свободного прохождения грузов под другими накопителями. Движение грузов в таком конвейере управляется его старто-стопным перемещением. Поверхность накопителя выполнена из гладкого металла, что способствует лучшему заполнению плоскости накопителя.

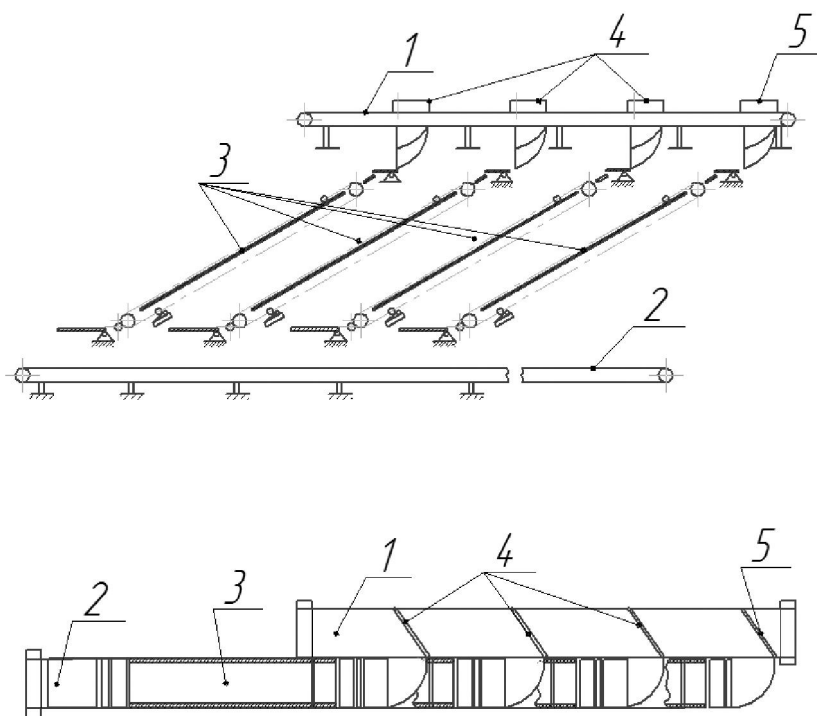


Рис. 11 Общий вид комплекса промежуточного накопления

Для управления комплексом используется пульт управления. Рабочее место оператора сортировочного комплекса оборудовано дисплеем, показывающими состояние накопителей комплекса промежуточного накопления посылок и состояние сортировочной установки, а так же кнопками управления. Информация о состоянии накопителей комплекса промежуточного накопления поступает от датчиков, отслеживающих местоположение удерживающей штанги. Благодаря информации с дисплея оператор может принять решение о том, какой накопитель перевести в режим разгрузки для подачи посылок на сортировку. Рабочее место так же оборудовано кнопками пуска и остановки разгрузочного и загрузочного контейнера и кнопки открывающие накопители для разгрузки и кнопки аварийной остановки комплекса. Стоит отметить, что оператор не может одновременно начать разгрузку более чем из одного накопителя, так как разгрузочный лоток одного накопителя перекрывает путь посылок, выгруженным из другого накопителя, что может привести к затору и падению посылок с конвейера. Благодаря поочередному открытию накопителей осуществляется дозированная подача посылок на сортировку.

Такой комплекс целесообразно располагать в крупных почтовых узлах, обрабатывающих свыше десяти тысяч посылок в сутки. Комплекс промежуточного накопления посылок размещается вдоль линии люковых окон, через которые посылки с автотранспорта попадают на загрузочный конвейер. Изначально все плужки находятся в рабочем состоянии (рисунки 2а). По загрузочному конвейеру 1 посылки доходят до первого плужка 2, и при соприкосновении посылки с поверхностью плужка появляется, направленная вдоль него составляющая силы трения посылки о ленту, что и приводит к сбросу посылки в накопитель через винтовой спуск 4.

Попав в накопитель, посылка воздействует на датчик на его входе, что приводит к перемещению удерживающей штанги. После заполнения накопитель блокируется, и первый плужок переходит в нерабочее состояние, а следующие посылки поступают ко второму плужку и начинают заполнять второй накопитель (рисунки 2б). Последний накопитель заполняется благодаря неподвижной дверке ограничителю 3. После заполнения накопителя на пульте загорается лампочка, и оператор комплекса может дать команду на открытие накопителя на разгрузку и на запуск разгрузочного конвейера.

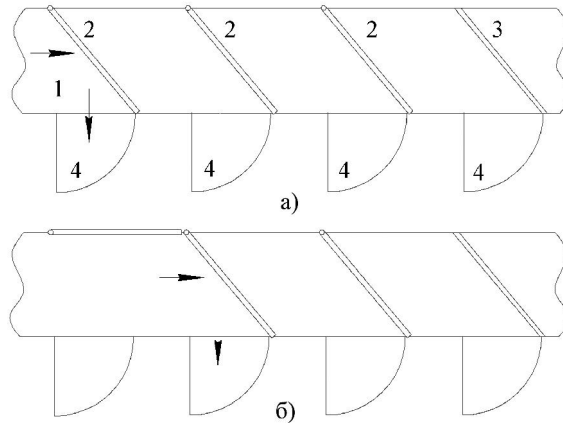


Рис. 12 Загрузочный конвейер комплекса

После команды оператора один из накопителей открывается на разгрузку, грузы под действием силы тяжести и под воздействием разгрузочной штанги попадают на разгрузочный лоток, который подает грузы на разгрузочный транспортер, проходящий рядом накопителей. Разгрузочный транспортёр в свою очередь перемещает посылки к сортировочной установке.

Заключение.

Таким образом, разработанный комплекс промежуточного накопления посылок обеспечивает как многослойное хранение посылок за счет размещения накопителей друг под другом, благодаря чему увеличивается его вместимость так и их дозированную выдачу на дальнейшую сортировку путем поочередного открытия накопителей на разгрузку с пульта оператора. В качестве дальнейшей работы планируется рассмотреть возможность включения разработанного комплекса промежуточного накопления посылок в общую информационную сеть почтового узла. Это направление развития выглядит перспективным так как в настоящее время огромная роль в организации большинства процессов по обмену информацией, к примеру, на предприятиях, возложена на информационные системы [3].

Литература

1. Барсук И.В., Гиль Г.К., Воскресенский А.Л. и др. Организация автоматизированной обработки почтовых отправлений в крупных узлах связи – М.: Радио и связь, 1985. – 208с., ил.
2. Верхова Г. В., Соколов В. П., Ястребов А. С. Технические средства автоматизации почтовой связи: Учеб. пособие для вузов. – СПб.: Политехника, 2000. – 344 с.: ил.
3. Стрельников В.Г., Шалаумов Э.В., Яшина М.В. Проектирование масштабируемой информационной системы с возможностью интеграции обработки данных в мобильное приложение // Телекоммуникации и информационные технологии. 2016, Т. 1, №1, С. 96-98. (<http://www.srd-mtuci.ru/attachments/article/249/ТИТ-1-2016.pdf>)
4. А.с. 1578073 А1 СССР, МПК В 65 G 47/69. Накопитель установки для сортировки штучных грузов / Воскресенский А. Л., Григорьев В. С. (СССР). – 4435490/27-03; заявлено 02.06.88; опубл. 15.07.90, Бюл. 26
5. А.с. 332000 СССР, МПК В 65 G 47/52. Промежуточный накопитель / Дарсавилидзе С.Я., Дергачев Ё.А., Мослов Н.К., Бозин Л.Д.(СССР). – 1429040/27-11; заявлено 14.05.70; опубл. 14.03.72, Бюл. 10.
6. Птицын Г.А. Поиск способов уменьшения активного транзита // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 5. С. 74-78.

О МОДЕЛЯХ ТРАНСПОРТА МАССЫ И ИНФОРМАЦИИ НА МНОГОСЛОЙНОЙ СЕТИ

Кутейников Иван Алексеевич
аспирант кафедры МКиИТ, МТУСИ
mr.stubbs@rambler.ru

Ключевые слова: *Многослойные сети, транспорт агентов, маршрутизация, конкуренция, метрики сети.*

В работе описана разработанная модель транспорта агентов на многослойной сети с фрактальной природой. Рассмотрены правила построения сети и сценарии движения агентов по слоям. Приведены результаты работы модели на минимально возможной ячейке сети.

В последнее десятилетие сложилось новое направление моделирования сложных систем, относящихся к сетевым структурам. Отдельные аспекты данной теории рассматривали в работах[1,2,3].

В рамках данного направления разработана модель транспорта на сети с фрактальной природой, состоящей из слоев различного масштаба.

По своей конструкции сети с несколькими слоями включают в себя гораздо более подробное описание системы, чем однослойные сети. Это приводит к новым задачам сбора и анализа данных, которые необходимо преодолеть, поскольку модели, разрабатываемые для многоуровневых сетей, действительно полезны для реализации в различных сферах.

Разработанная многослойная сеть находит свое применение как в транспортных сетях, где каждый уровень соответствует разным способам перемещения (к примеру, каким образом быстрее добраться из точки А в точку В, имея в качестве средств передвижения автомобиль, поезд и самолет), так и в сетях связи, где каждый уровень – это разные среды передачи данных (к примеру, витая пара, оптоволокно и WiFi).

Постановка задачи

Целью работы является разработка модели транспорта агентов на многослойной сети, при которой достигается наиболее эффективная маршрутизация. Разделение сети на слои, обладающие разными динамическими характеристиками, позволяет сократить число конфликтов, так как агенты в ходе движения могут перемещаться с более загруженного слоя на менее загруженный. При этом метод позволяет наращивать любое количество слоев.

Для реализации модели требуется разработка алгоритма визуального построения сети, а также алгоритма транспорта агентов по слоям сети.

В процессе моделирования при анализе транспорта агентов, алгоритм модифицируется с учетом топологии и занятости сети каждого слоя для достижения наиболее эффективной маршрутизации.

Проектирование многослойной сети

Модель многослойной сети составляют компоненты, называемые контурами сети, соединенные вершинами (узлами), между собой (рис 1.). Размер сети равен $n * m$, где n - число контуров по горизонтали, а m - по вертикали. Данная сеть называется сетью 0-го уровня.

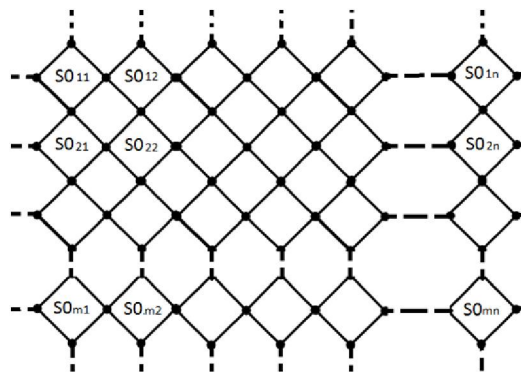


Рис 1. Сеть 0-го уровня.

Разрабатываемая сеть имеет фрактальную природу. На каждом следующем этапе, на каждом ребре текущего контура строится контур в два раза меньшего масштаба, т.е. при уменьшении масштаба в 2 раза образуется 4 новых контура. В задачах, связанных с перемещением информации размер контура слоя имеет меньшую значимость, чем, к примеру, при транспорте массы.

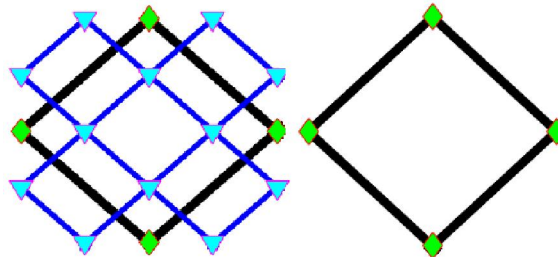


Рис 2. Генерация слоев сети $L \bmod 2 = 0$.

Сети уровней $L \bmod 2 = 1$ отличаются поворотом на 45 градусов.

Сеть представляет собой последовательность из L уровней, накладываемых друг на друга с пересечением узлов, обозначаемых как 0-й, 1-й, 2-й и т.д. Сети последующих уровней также состоят из контуров, соединенных узлами между собой.

Сеть 1-го уровня и всех последующих уровней, где $L \bmod 2 = 1$, создается поворотом сети $L-1$ -го уровня на 45° и уменьшением масштаба в $\sqrt{2}$ раза.

Сеть 2-го уровня и всех последующих уровней, где $L \bmod 2 = 0$, создается уменьшением масштаба сети $L-0$ -го уровня в 2 раза (рис.3).

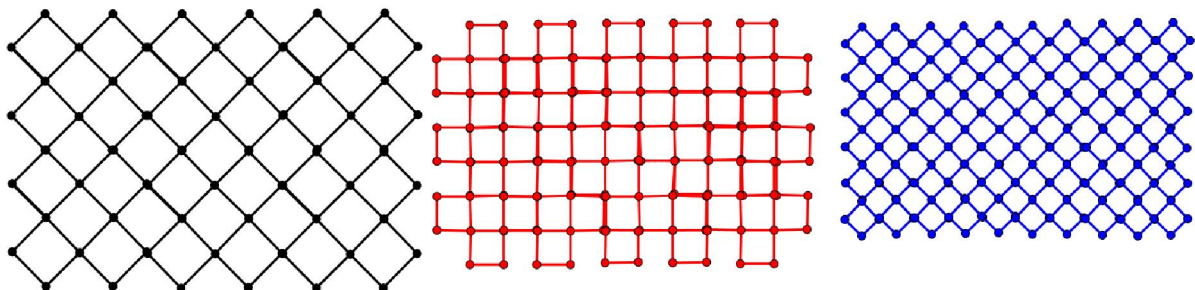


Рис 3. Фрагменты сетей 0-го, 1-го и 2-го уровней.

Сеть 1-го уровня накладывается на сеть 0-го уровня, сеть 2-го уровня накладывается на сеть 1-го уровня. В местах пересечения ребер и вершин сетей, отличающихся не более чем на 1 уровень, образуются новые узлы. При этом в конечной сети отсутствуют какие-либо наложения узлов одного уровня на другой, т.е. при перемещении по сети определенного уровня агенты перемещаются только по узлам соответствующего уровня, не останавливаясь в узлах других уровней. Узлы других уровней, лежащие на ребрах сети, используются как точки перехода на соответствующий уровень, а также являются участником розыгрыша

конкуренций, в которых перед перемещением проверяется занятость узла. В дальнейшем метод позволяет наращивать любое число уровней. На рис. 4 приведена элементарная ячейка сети, состоящей из 3-х уровней.

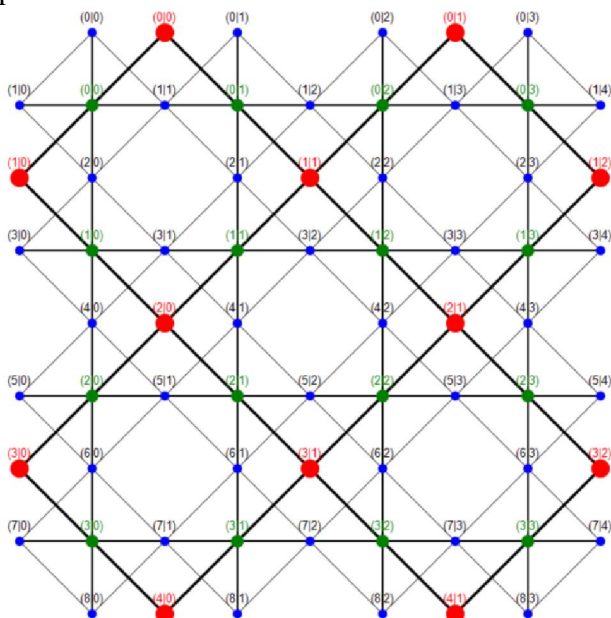


Рис 4. Элементарная ячейка сети, состоящей из 3-х уровней.

На рис. 5 представлен фрагмент сети, состоящий из $n * m$ элементарных фрагментов.

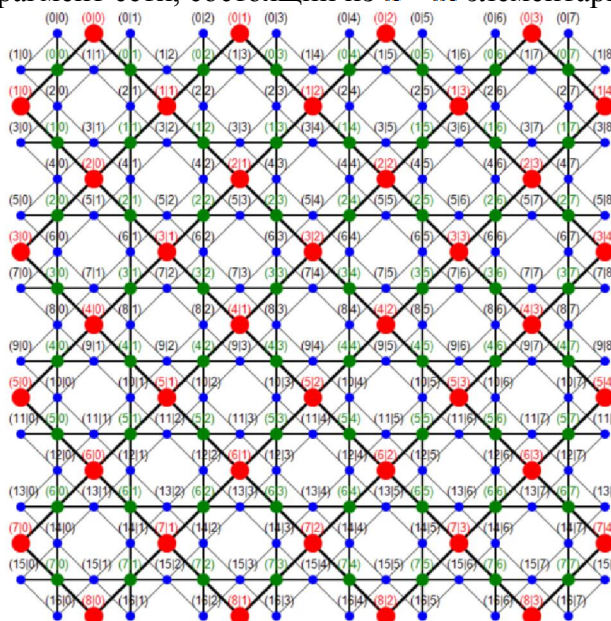


Рис 5. Фрагмент сети, состоящий из $n * m$ элементарных фрагментов.

Описание сети

Узлы сети нумеруются по порядку по горизонтали слева направо, начиная с левого верхнего узла (рис.4). Каждому узлу ставятся в соответствие его двумерные координаты на плоскости x, y , а также уровень сети L к которой он принадлежит $N(x, y, L)$, где N - номер узла.

Длина ребер сетей различного уровня выражается в условных единицах и меняется в зависимости от уровня сети.

Количество узлов в сети, состоящей из $n * m$ минимальных ячеек, считается по следующим формулам:

- Количество узлов в сети 0-го уровня равно $N_0 = 2mn + m + n$

- Количество узлов в сети 1-го уровня равно $N_1 = 4mn - 4$
- Количество узлов в сети 2-го уровня равно

$$N_2 = 2 * 2m * 2n + 2m + 2n = 8mn + 2m + 2n$$

Общее количество узлов сети размером $m * n$, состоящей из 3-х уровней, считается по формуле:

$$N = N_0 + N_1 + N_2 = 14mn + 3m + 3n - 4$$

Для каждого узла строится матрица связей, описывающая узлы всех уровней с которым связан конкретный узел.

Правила движения по сети

В качестве элементов, движущихся по сети, выступают агенты.

Каждый агент имеет фиксированный объем связанных с ним параметров, таких как номер текущего узла, в котором находится агент, номер следующего для перемещения узла и номер узла конечного назначения агента.

Выделим следующие правила движения агентов:

- В каждом узле находится не более одного агента.
- Агент, перемещающийся из узла D1 в D2, двигаясь по определенному уровню сети, занимает любые свободные узлы, принадлежащие данному уровню. Узлы других уровней сети используются для перехода на соответствующий уровень.
- При перемещении в один узел нескольких агентов между ними возникает конкуренция и разыгрывается приоритет.
- При перемещении агента по ребру сети, на котором находится узел сети другого уровня, проверяется, не занят ли данный узел другим агентом. Если занят, то перемещение по ребру откладывается до тех пор, пока узел не будет освобожден.

Правила разрешения конкуренций

- Сумма вероятностей выигрыша приоритета равна 1.
- По умолчанию вероятность выигрыша приоритета считается как $\frac{1}{P}$, где P - число конкурирующих агентов.
- Агент, выигравший конкуренцию, перемещается в следующий узел, а агент, проигравший конкуренцию, ждет следующей итерации.

Метрики маршрута агента

Под метриками понимается сумма параметров, определяющих эффективность маршрута. Предусмотрены следующие метрики:

- Среднее число конкуренций в сети уровня L , C_l считается как общее число конкуренций, возникших на уровне L , c_l , к общему числу итераций I ;
- Длина пути. Т.к. в модели невозможно измерить время прохождения агента по узлу, используются заданные заранее длины ребер, из которых складывается итоговая длина маршрута.
- Загруженность сети уровня L , Y_l считается как отношение текущего числа агентов в L -м уровне сети, к числу узлов на этом уровне.

Загруженность уровня сети служит одной из основных метрик, определяющих решение о переходе на соседние уровни.

Ввиду того, что отношение количества узлов к количеству агентов на разных уровнях может различаться, решение о переходе на менее загруженный уровень позволяет повысить эффективность конечного маршрута.

Сценарии движения агентов

В процессе разработки модели предусмотрены следующие сценарии движения агентов, приводящие к все более сложным ситуациям, обрабатываемым моделью:

- Реализация движение одного агента между двумя узлами, принадлежащими одному уровню сети.
- Реализация движение одного агента между двумя узлами, принадлежащими сетям разного уровня.

- Реализация движение двух агентов между узлами, принадлежащими сетям разного уровня, с разрешением конкуренции.
- Реализация движение одного агента между узлами, принадлежащими одному уровню, в сети, все уровни которой загружены агентами, циклично перемещающимися по заданным маршрутам.
- Реализация движение одного агента между узлами, принадлежащими сетям разного уровня, в сети, все уровни которой загружены агентами, циклично перемещающимися по заданным маршрутам.
- Реализация движения двух и более агентов по сети с загрузкой всех уровней агентами, циклично перемещающимися по заданным маршрутам.

Реализация последнего сценария позволяет наиболее приблизиться к финальной модели, описанной выше.

Методы решения задачи

Описав методы проектирования сети и основные правила движения по ней агентов, а также правила разрешения конкуренций и метрики, по которым определяется наиболее эффективный маршрут, требуется перейти к непосредственному описанию методов моделирования.

Для навигации по сети для каждого узла строится таблица маршрутизации с использованием алгоритма [4], учитывающего представленные выше метрики сети. На основании таблицы маршрутизации узла, в котором находится агент, строится кратчайший путь из текущего узла в конечный.

По мере продвижения агента, через определенное число итераций маршрут пересчитывается с учетом текущих значений метрик сети. Определение оптимального интервала пересчета входит в одну из задач моделирования.

Полученные результаты

В качестве средства реализации модели выбран пакет прикладных программ для решения задач технических вычислений и одноименный язык программирования Matlab.

С помощью данного пакета реализован алгоритм визуального построения сети, состоящей из $n \cdot m$ минимальных ячеек, с последовательной нумерацией всех узлов (рис.4, рис.5).

В качестве первого этапа решения задачи реализовано моделирование движения агентов по контурам с разрешением конкуренций в минимальной ячейке сети (рис.6).

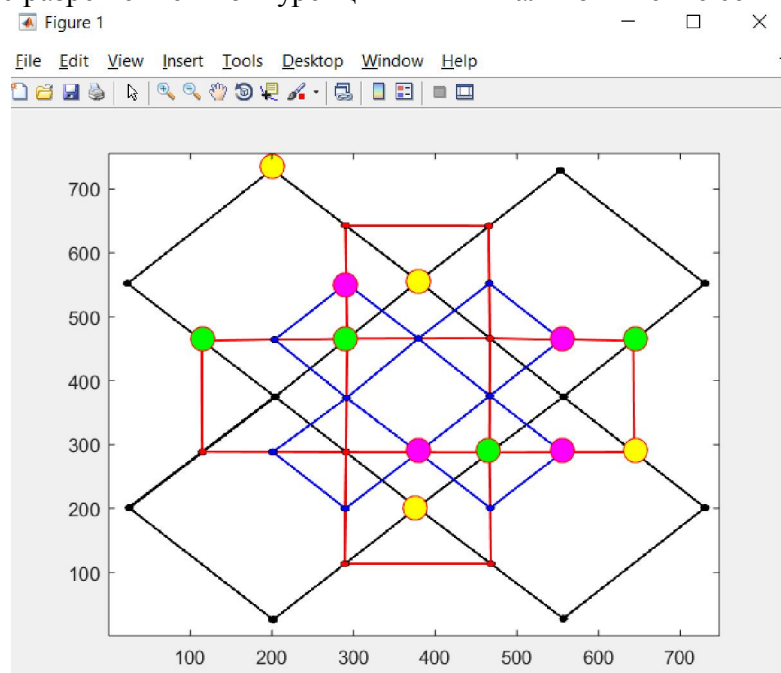


Рис 6. Движение агентов по минимально возможной ячейке сети, смоделированное в пакете Matlab.

В результате анализа смоделированного движения выявлено, что средняя загрузка сети, при условии один контур – один агент не превышает 11% от общего числа ячеек в сети.

Выводы

В рамках работы описаны правила проектирования модели транспорта агентов на многослойной сети с фрактальной природой.

Модель используется для транспорта агентов по слоям, имеющим разные динамические характеристики, что позволяет сократить число конфликтов и повысить эффективность маршрутизации.

Рассмотрены и описаны правила транспорта агентов на данной сети, включающие в себя методы разрешения конкуренций и нахождения кратчайшего расстояния между узлами слоев различных сетей в зависимости от их загрузки.

В качестве полученных результатов реализован алгоритм генерации многослойной сети, состоящей из $n \times m$ минимальных ячеек, с последовательной нумерацией всех узлов, реализована модель движения агентов по минимально возможной ячейке сети и найдена максимальная загрузка сети при условии движения один контур – один агент.

Литература

1. *Буслаев А. П. и др.* Вероятностные и имитационные подходы к оптимизации автодорожного движения. – М. : Мир, 2003. 349 с.
2. *Бугаев, А. С., Буслаев, А. П., Козлов, В. В., Таташев, А. Г., & Яшина, М. В.* (2013). Моделирование трафика: монотонное случайное блуждание по сети. Математическое моделирование, 25(8), 3-21.
3. *Бугаев, А. С., Буслаев, А. П., Козлов, В. В., Таташев, А. Г., & Яшина, М. В.* (2015). Обобщенная транспортно-логистическая модель как класс динамических систем. Математическое моделирование, 27(12), 65-87.
4. *Митрофанов Е.М., Сазонов А.С., Руднев В.Ю.* Анализ эффективности алгоритмов решения задачи кратчайшего пути в графах. Телекоммуникации и информационные технологии. 2015, Т-1., № 1 с., 15-17.

ОЦЕНКА СТЕПЕНИ САМОПОДОБИЯ СОВРЕМЕННОГО ИНТЕРНЕТ-ТРАФИКА И АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМ ПУТЁМ ДАННЫХ

*Лебедев Никита Александрович.,
студент группы М151501(70) МТУСИ
general.acc.lebedev@gmail.com
Ерохин Сергей Дмитриевич
к.т.н., ректор МТУСИ
mtuci@mtuci.ru*

Ключевые слова: трафик, интернет-трафик, показатель Хёрста, RS-анализ, самоподобие, фрактальность, сети передачи данных.

В работе проведена оценка степени самоподобия основных типов современного интернет-трафика. Проведен анализ данных, полученных при мониторинге сети передачи данных сниффером Wireshark. На основании полученной экспериментальным путём информации предложен ряд гипотез.

Трафик передачи данных является основным компонентом систем связи. Анализ трафика жизненно важен для понимания возможностей и требований к сети. На данный момент нет единой модели трафика, которая могла бы эффективно охватить характеристики трафика всех типов сетей.

Исследования моделей трафика в сетях передачи данных всегда представляли и представляют собой одну из самых приоритетных задач в сфере телекоммуникаций. С момента появления первых сетей связи и до сегодняшнего дня, их развитие всегда сопровождалось и поддерживалось разработкой соответствующих моделей интернет-трафика и новых методов расчета его основных характеристик.

В настоящее время сеть передачи данных довольно сильно расширена такими элементами, как сенсорные сети, специальные сети для транспортных средств, медицинские сети и прочие [2]. Постоянно проектируются и внедряются новые виды сетей, к примеру, сети с малыми задержками и низким потреблением электроэнергии. Эти положения также необходимо учитывать при создании новых моделей интернет-трафика и методов расчета его основных характеристик.

Целью работы является изучение степени самоподобия современного интернет-трафика. Она достигается при помощи проведения имитационного эксперимента, в ходе которого моделируется типовое поведение пользователя в сети передачи данных и производится оценка показателя Хёрста для различных типов трафика.

Центральная предельная теорема утверждает, что с ростом числа испытаний, предельное распределение случайного потока будет являться нормальным распределением. События должны быть независимыми и идентично распределены. Как правило, при исследовании крупных систем связи обычно предполагают, что она является нормальной. Это дает право применять при анализе и моделировании такой системы стандартный статистический анализ.

Однако на практике изучаемые системы, конечно же, не являются нормально-распределенными или даже близкими к ней. Для анализа подобных систем исследователем Хёрстом был описан специальный метод Нормированного размаха (RS-анализ). Этот метод позволяет различить случайный и фрактальный временные ряды.

Алгоритм RS-анализа воспроизводится в несколько шагов [5].

Шаг 1. Дан исходный ряд S_t . Рассчитаем логарифмические отношения (формула 1):

$$N_t = \ln \frac{S_t}{S_t - 1}, \quad (1)$$

Шаг 2. Разделим ряд N на A смежных периодов длиной n . Отметим каждый период как I_a , где $a = 1, 2, \dots, A$. Определим для каждого I_a среднее значение (формула 2):

$$E(I_a) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n N_{k,a}, \quad (2)$$

Шаг 3. Рассчитаем отклонения от среднего значения для каждого периода I_a (формула 3):

$$X_{k,a} = \sum_{i=1}^k (N_{i,a} - E(I_a)), \quad (3)$$

Шаг 4. Рассчитаем размах в пределах каждого периода (формула 4):

$$R_{I_a} = \max(X_{k,a}) - \min(X_{k,a}), \quad (4)$$

Шаг 5. Рассчитаем стандартное отклонения для каждого периода I_a (формула 5):

$$S_{I_a} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (N_{k,a} - E(I_a))^2}, \quad (5)$$

Шаг 6. Каждый R_{I_a} делим на S_{I_a} . Далее рассчитываем среднее значение R/S (формула 6):

$$R/S(n) = \frac{\sum_{a=1}^A R/S(a)}{A}, \quad (6)$$

Шаг 7. Увеличиваем n и повторяем шаги 2-6 до тех пор, пока $n \leq N/2$

Шаг 8. Строим график зависимости $\log\left(\frac{R}{S(n)}\right)$ от $\log(n)$ и с помощью метода наименьших квадратов находим показатель Хёрста $H: \log\left(\frac{R}{S(n)}\right) / \log(n)$.

Экспериментальные данные, полученные при мониторинге сетевым сниффером Wireshark сети, в которой пользователь осуществлял свою деятельность, можно разделить на несколько частей, в зависимости от того, какого рода информация просматривалась этим пользователем. В данной работе мы воспроизведём и исследуем просмотр пользователем видеоматериалов (видеохостинг *YouTube*), использование голосовой и видеосвязи (приложение *Skype*), а так же одновременное прослушивание аудио, чтение статических страниц, использование поисковиков, ведение переписки (включая вложения), просмотр коротких видеороликов.

Результаты, полученные при оценке показателя Хёрста приведены на рисунках 1, 2, и 3 ниже. Рассмотрим их и дадим краткие пояснения.

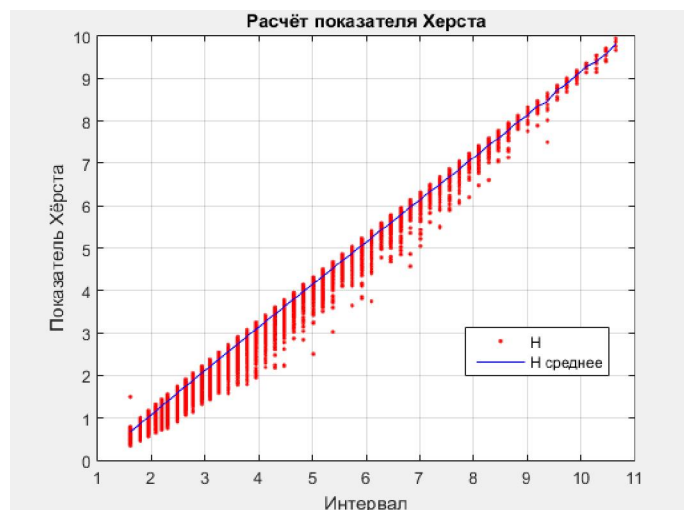


Рис 1. Результаты *RS*-анализа повседневной деятельности пользователя в сети

На рисунке 1 отражены результаты проведенного *RS*-исследования для данных, полученных при имитации повседневной активности рядового пользователя (социальные сети, поиск и чтение различных ресурсов, прослушивание аудиозаписей и просмотр коротких видеоматериалов). Данные записывались в течение получаса. При визуальном изучении соответствующего дампа можно заключить, что для передачи данных на транспортном уровне (согласно модели *OSI*) в подавляющем большинстве случаев использовался стандартный интернет-протокол передачи данных *TCP*.

Коэффициент Хёрста в этом случае оказался равен 0,93. Это означает, что процесс передачи и приема трафика является самоподдерживающимся процессом, который является самоподобным.

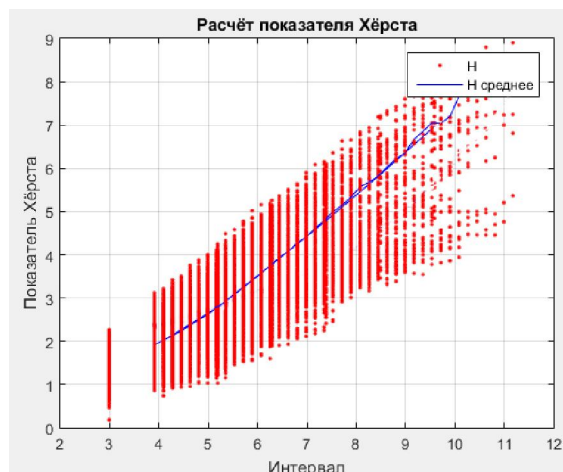


Рис 2. Результаты *RS*-анализа использования пользователем приложения *Skype*

На рисунке 2 представлены результаты проведенного *RS*-анализа для дампа, в котором содержатся данные об активности пользователя в приложении *Skype*. Информация также записывалась в течение получаса. При визуальном изучении дампа можно отметить, что для передачи данных на транспортном уровне (согласно модели *OSI*) в подавляющем большинстве случаев использовался стандартный интернет-протокол передачи данных *UDP*. Коэффициент Хёрста в данном случае оказался равен 0,39. Это позволяет нам сделать выводы о том, что проанализированный процесс передачи и приема интернет-трафика в

случае длительного использования IP-телефонии не является персистентным (самоподдерживающимся) процессом, и не обладает самоподобием.

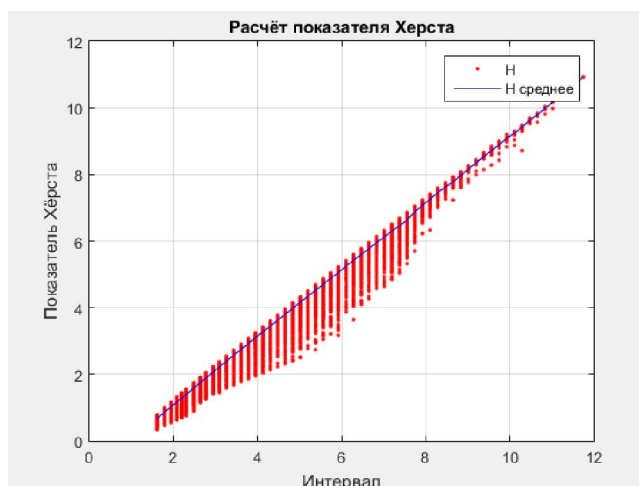


Рис 3. Результаты *RS*-анализа использования пользователем видеохостинга *YouTube*

На рисунке 3 продемонстрированы результаты проведенного *RS*-анализа для дампа, в котором преимущественно зарегистрирована активность пользователя на видеохостинге *YouTube*. В течение получаса происходили переключения между видеороликами и их просмотр в разном качестве в рамках данного интернет-портала. При визуальном изучении дампа можно отметить, что для передачи данных на транспортном уровне (согласно модели *OSI*) в подавляющем большинстве случаев использовался новый экспериментальный интернет-протокол *QUIC* (англ. *Quick UDP Internet Connections*), разработанный компанией *Google*.

Коэффициент Хёрста в данном случае оказался равен 0,94, что в свою очередь, является показателем того, что проанализированный процесс передачи и приема трафика является персистентным (самоподдерживающимся) процессом, который является самоподобным.

Под самоподобием, или фрактальностью, в данной статье следует понимать явление повторяемости распределения нагрузки на сеть за все время эксперимента при различных масштабах временной шкалы [1]. Основное отличие фрактальных процессов от пуассоновских заключается в том, что фрактальные процессы характеризуются наличием последствия: вероятность наступления последующего события зависит не только от времени, но и от характеристик и особенностей предыдущих событий. Это означает, что число событий в текущий момент времени может значительно зависеть от числа предыдущих событий в отдельные прошлые промежутки времени. Поэтому одним из основных свойств фрактального процесса является наличие медленно убывающей зависимости между объемами интернет-трафика в разные моменты времени [3].

Возможными причинами фрактальности интернет-трафика могут являться особенности распределения файлов, хранящихся на серверах, схожих размерах этих файлов в едином каталоге, а также в типичном поведении пользователей. Даже если потоки данных изначально не проявляют свойств самоподобия, то позже, после обработки этих потоков на узловых серверах и активных сетевых элементах, они обычно начинают проявлять ярко выраженные признаки самокорреляции.

Таким образом, проведенные исследования интернет-трафика свидетельствуют о том, что при обычном использовании персонального компьютера передаваемые и принимаемые потоки данных обладают свойством самоподобия. Однако в вырожденных случаях особенно длительного использования услуг *IP*-телефонии или *IP*-телевидения процессы передачи чувствительного к задержкам и джиттеру [4] интернет-трафика в сети не являются

самоподобными и могут быть описаны с помощью обычных линейных моделей распределения.

Можно предположить, что существующие алгоритмы обработки и анализа интернет-трафика, как правило, предназначенные для работы со стандартными нормальными потоками, являются неэффективными для фрактальных потоков.

Литература

1. Моргайлов Д.Д., Ладыженский Ю.В., Юнис М., Моделирование самоподобного входного трафика сетевых процессоров в системе ns-2 // ДонНТУ – 2012, с. 232-239.
2. Парамонов А.И. Автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук на тему «Разработка и исследование комплекса моделей трафика для сетей связи общего пользования» // СПбГУТ. – 2014 г. – 34 с.
3. Шелухин О.И. Мультифракталы. Инфокоммуникационные приложения. –М.: Горячая линия – Телеком, 2011. –576 с.
4. Прохоров Д.О., Трофлянина Н.В., Фомин С.А. Анализ сетевого трафика на основе количественных характеристик потока транспортного уровня // Телекоммуникации и информационные технологии. 2016, Т. 1, №1, С. 130-132. (<http://www.srdmtuci.ru/attachments/article/249/%D0%A2%D0%98%D0%A2-1-2016.pdf>).
5. Гончаренко А. RS-анализ (анализ фрактальной структуры временных рядов) [Электронный ресурс], – 2017. – <https://habrahabr.ru/post/256381/>.

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ВИНЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Малахов Илья Михайлович
студент группы БЗС1401 МТУСИ
frozgal@gmail.com
Волчков Валерий Павлович
д.т.н, проф. МТУСИ
volchkovvalery@mail.ru

Ключевые слова: Винеровский фильтр, ортогональные преобразования, среднеквадратическая ошибка, вычислительная эффективность, субоптимальные фильтры, оптимальные фильтры.

В работе исследованы методы повышения вычислительной эффективности винеровской фильтрации различными способами. Проведен сравнительный анализ оптимальных и субоптимальных фильтров Винера, исследована зависимость количества вычислений от типа преобразований. Приведено подробное сравнение зависимости СКО от количества ненулевых элементов в матрице.

1. Постановка проблемы

В наши дни цифровая обработка изображений занимает достаточно важное место в цифровой обработке сигналов. Существуют различные способы обработки изображений, которые помогают улучшить их качество. Одним из таких способов является оптимальный Винеровский фильтр [6].

В данной работе рассматривается задача повышения вычислительной эффективности винеровской фильтрации различными способами, при незначительном изменении среднеквадратической ошибки (СКО). Проводиться сравнение фильтров по различным показателям: вычислительная эффективность, зависимость СКО от числа ненулевых элементов в фильтре, СКО от размеров фильтров. Приведены способы повышения вычислительной эффективности, а также описаны оптимальный диагональный фильтры и субоптимальные диагональные фильтры.

2. Описание фильтра Винера

Через Z обозначен входной вектор, который представляет собой сумму случайного вектора-столбца данных X и помехи W , ковариационными матрицами Σ_x и Σ_w , соответственно. Винеровский фильтр A представлен в виде матрицы. Ортогональное преобразование T и обратное ему T^{-1} также описывается матрицей. Вектор \hat{X} представляет собой оптимальную оценку X (рисунок 1).

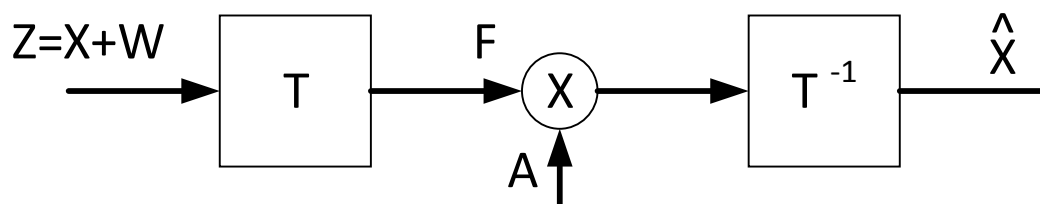


Рис 1. Фильтр Винера [1]

Из структурной схемы следует, что:

$$\hat{X} = T^{-1}ATZ = T'ATZ \quad (1)$$

Основная задача заключается в создании такого фильтра A , чтобы математическое ожидание среднего квадрата вектора ошибки $\delta = \hat{X} - X$ на выходе фильтра (СКО) было бы

минимальным. Выражение для СКО имеет вид:

$$\varepsilon = E[\|\hat{X} - X\|^2] = E[(\hat{X} - X)'(\hat{X} - X)] \quad (2)$$

Матрица A должна быть выбрана такой, чтобы ошибка (2) была минимальной. Если решить данную оптимальную задачу, то получим требуемую матрицу оптимального фильтра в двух формах[1].

$$A_0 = T\Sigma_x T' [T(\Sigma_x + \Sigma_w)T']^{-1} \quad (3)$$

$$A_0 = \tilde{\Sigma}_x [\tilde{\Sigma}_x + \tilde{\Sigma}_w]^{-1} \quad (4)$$

При этом общее выражение для СКО через параметры фильтра и имеет вид:

$$\varepsilon = tr[\Sigma_x - T'AT\Sigma_x] \quad (5)$$

а минимальная СКО для оптимального фильтра A_0 равна:

$$\varepsilon_{min} = tr[\Sigma_x - \Sigma_x(\Sigma_x + \Sigma_w)^{-1}\Sigma_x] \quad (6)$$

Из (5) и (6) можно сделать вывод, что минимальная среднеквадратическая ошибка не зависит от используемого ортогонального преобразования.

3. Методы повышения вычислительной эффективности

Исходя из того, что минимальная среднеквадратичная ошибка (6) не зависит от вида ортогонального преобразования, мы можем свободно выбирать вид преобразования, чтобы сократить число вычислительных операций, которые связаны с осуществлением фильтрации. В таблице 1 указано примерное количество умножений при фильтрации по схеме (рисунок 1).

Таблица 1

Преобразование	Приблизительное число умножений
Тожественное преобразование (ТП)	N^2
ДПФ	$N^2 + 2 * N * \log_2 N$
ПУА, МПУА, ПХ	N^2
ДКП	$N^2 + 4 * N * \log_2 N$

В таблице 1 приведено количество операций умножения, связанных с выполнением винеровской фильтрации по схеме (рисунок 1) для некоторых известных ортогональных преобразований: дискретного преобразования Фурье (ДПФ), преобразования Уолша-Адамара (ПУА), модифицированного ПУА (МПУА), преобразования Хаара, дискретное косинусное преобразование (ДКП).

Из таблицы следует - для того чтобы осуществлять фильтрацию в реальном масштабе времени, число необходимых операций умножения пропорционально N^2 . Следовательно, в качестве компромиссного решения можно рассмотреть возможность использования матриц фильтра, которые содержат достаточно большое число нулей. С помощью таких матриц фильтрация может быть выполнена при меньшем числе умножений. Главной целью расчета фильтра остается получение СКО (5), близкой к СКО (6) оптимального фильтра.

Фильтры, не являющиеся по определению оптимальными, называются субоптимальными. Задача расчета субоптимальных винеровских фильтров может быть сформулирована как задача оптимизации, в которой матрица фильтра A выбирается исходя из минимизации ошибки (5) при условии, что некоторые элементы матрицы A равняются нулю. Рассмотрим следующие возможные случаи повышения вычислительной эффективности:

- 1) Можно ограничить матрицу фильтра A классом диагональных матриц.
- 2) Можно рассчитать фильтр, матрица которого содержит два отличных от нуля

элемента в строке, а дополнительные элементы добавляются до тех пор, пока не будет получено требуемое качество по критерию минимума СКО. Однако, такой подход быстро становится чрезвычайно сложным.

3) Можно получить матрицу субоптимального фильтра из матрицы оптимального фильтра, оставив только те элементы, которые имеют относительно большую величину, а все остальные элементы приравнять нулю.

Оптимальные диагональные фильтры синтезируются исходя из теоремы:

Если λ_i и $\varphi_i = 1, 2, \dots, N$ - собственные значения и собственные векторы действительной симметричной матрицы Γ , то $\Phi\Gamma\Phi' = \Lambda$, где $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N)$ - диагональная матрица собственных значений, $\Phi = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N]$ - ортогональная $(N \times N)$ -матрица, состоящая из собственных векторов $\varphi_i = [\varphi_{i1}, \dots, \varphi_{iN}]'$, т.е. справедливо $\Phi\Phi' = I$. Полученное таким образом ортогональное преобразование $T = \Phi$ называется преобразованием Карунена-Лоэва (ПКЛ). Известно [1,2], что в этом случае справедливы следующие утверждения.

1) Фильтр ПКЛ является оптимальным в смысле минимума СКО.

2) Если ПКЛ определяется для произвольно ковариационной матрицы, то не существует общего быстрого алгоритма для его вычисления или вычисления обратного преобразования. Общее число умножений пропорционально $2N^2$.

3) По мере увеличения N задача вычисления собственных векторов быстро усложняется.

Так как ПКЛ нельзя вычислить с помощью быстрых алгоритмов, вполне естественно рассмотреть возможность применения субоптимальных фильтров с диагональными матрицами.

Искомый скалярный фильтр можно получить, если на матрицу A_o наложить ограничение диагональности.

$$A_{od} = \text{diag}(a_{o11}, a_{o22}, \dots, a_{oNN}) \quad (7)$$

Тогда элементы такой матрицы фильтра можно рассчитать следующим образом

$$a_{oii} = \frac{\tilde{\Sigma}_x(i, i)}{\tilde{\Sigma}_x(i, i) + \tilde{\Sigma}_w(i, i)}, \quad (8)$$

а соответствующая СКО диагонального фильтра равна

$$\varepsilon_{od} = \text{tr}[\Sigma_x - T' A_{od} T \Sigma_x] \quad (9)$$

4. Сравнительный экспериментальный анализ

Для сравнительной оценки эффективности различных фильтров проведем следующий эксперимент. Возьмем любой аудиофайл, и сгенерируем с его помощью сигнал, используя возможности пакета MatLab [3]. Затем по теореме Котельникова сформируем выборку из отсчетов этого сигнала, которую «нарежем» на векторы X_i , $i=1, \dots, N$. Обозначим совокупность исходных векторов массивом $X = (X_1, \dots, X_N)$.

Затем зашумим эти векторы, аддитивным белым гауссовым шумом. В результате получим векторы Z_i , $i=1, \dots, N$ зашумленного сигнала, совокупность образует массив $Z = (Z_1, \dots, Z_N)$.

Вычислим ковариационные матрицы исходного и зашумленного сигналов [2,5]. Ковариационную матрицу исходного сигнала обозначим через Σ_x , а ковариационную матрицу зашумленного сигнала Σ_z . Так как мы не знаем статистических свойств исходного сигнала, то будем рассчитывать ковариационные матрицы сигнала и шума по имеющимся выборкам, а расчет проводить по следующим формулам:

$$\Sigma_X = E(XX') - \bar{X}\bar{X}' \quad (10)$$

$$\Sigma_Z = E(ZZ') - \bar{Z}\bar{Z}' \quad (11)$$

$$\bar{X} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i \quad (12)$$

$$\bar{Z} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Z_i \quad (13)$$

Используя (10-13), (3), (7-9), вычислим матрицы субоптимальных диагональных фильтров и относительные среднеквадратические ошибки фильтрации

$$\eta = \varepsilon / \varepsilon_{\min} \quad (14)$$

для следующих преобразований: ПКЛ, ДКП, ДПФ, ТП, ПУА и МПУА. Сведем рассчитанные относительные среднеквадратические ошибки (ОСКО) в таблицу 2.

Таблица 2

Преобразование	ПКЛ	ДКП	ДПФ	ТП	ПУА	МПУА
ОСКО	1.00	1.078	1.098	1.58	1.118	1.110

Из полученных данных видно, что ОСКО субоптимальных диагональных фильтров больше, чем ОСКО диагонального ПКЛ фильтра, который является оптимальным. Причем среди рассматриваемых субоптимальных фильтров наиболее близким к оптимальному оказывается диагональный ПКЛ фильтр. Однако, в случае применения субоптимальных диагональных фильтров общее количество вычислительных операций оказывается гораздо меньшим чем у ПКЛ фильтра.

Также было проведено исследование чувствительности СКО оптимального фильтра к обнулению его элементов. Для этого выполнялся вычислительный эксперимент, в котором вычислялась среднеквадратическая ошибка оптимального фильтра (6) при последовательном обнулении элементов его матрицы от меньшего элемента к большему. Для данного эксперимента были выбраны следующие исходные данные

$$\Sigma_X = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho^2 & \dots & \rho^{N-1} \\ \rho & 1 & \rho & \dots & \rho^{N-2} \\ \rho^2 & \rho & 1 & \dots & \rho^{N-3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho^{N-1} & \rho^{N-2} & \rho^{N-3} & \dots & 1 \end{bmatrix}; \Sigma_W = k_0 I_N; N = 16; \rho = 0.9; k_0 = 1.$$

Результаты вычислений, выполненные с помощью процедур пакета MatLab [4], представлены в виде графиков (рисунок 2).

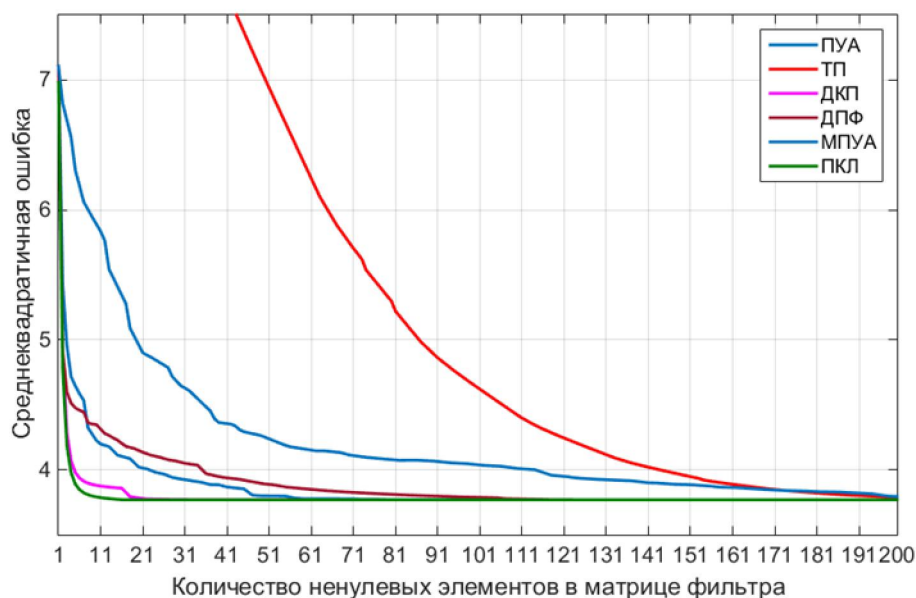


Рис 2. График зависимости СКО от количества ненулевых элементов в матрице фильтра

Анализ полученных кривых показывает, что наибольшую чувствительность к обнулению элементов матрицы проявляет фильтр, построенный на тождественном преобразовании, т.е. при отсутствии ортогонального преобразования в схеме (рисунок 1). Наименьшей чувствительностью обладает оптимальный ПКЛ фильтр, далее по возрастанию СКО следуют ДКП фильтр, МПУА фильтр, ДПФ фильтр ПУА фильтр.

5. Выводы

В статье были исследованы оптимальный фильтр Винера и субоптимальные фильтры, построенные на его основе. Проведено сравнение эффективности этих фильтров при различных ортогональных преобразованиях. Результаты исследований показывают, что количество вычислительных операций, необходимых при практической реализации фильтрации по схеме (рисунок 1), зависит от используемого преобразования; причем объём вычислений может быть значительно уменьшен за счет незначительного ухудшения СКО. Для наибольшего увеличения вычислительной эффективности рекомендуется применять диагональные субоптимальные фильтры, например, диагональный ДКП фильтр, который очень близок по среднеквадратической ошибке к оптимальному фильтру ПКЛ, однако вычисление его матрицы гораздо проще, и требует меньших вычислительных затрат.

Литература

1. *Н. Ахмед, К. Р. Рао.* Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов. М.: Связь 1980.-164с.
2. *Р. Хорн, Ч. Джонсон.* Матричный анализ. Под ред. *Х. Д. Икрамова.* М.: Мир 1989.-27с.
3. *А. Б. Сергиенко.* Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. – 3-е изд. - СПб.: БХВ-Петербург 2011.-189с.
4. *В. Г. Потёмкин.* Справочник по MATLAB: Массивы, матрицы и операции с ними. 2017. (<http://matlab.exponenta.ru/ml/book2/chapter5/contens.php>)
5. *В. И. Джиган.* Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013.-73с.
6. *В. П. Волчков, Н. Е. Поборчая, А. М. Шлома.* Представление случайных процессов векторной рекуррентной циркулянтной моделью второго порядка // Журнал радиоэлектроники. 2013, №12, С. 1–25. (<http://jre.cplire.ru/jre/dec13/14/text.pdf>).

ТРИ КАНОНИЧЕСКИЕ ФОРМЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛОГОВОГО ФИЛЬТРА ЧЕБЫШЕВА 1-ГО РОДА

Мирошниченко Антон Валерьевич

студент группы БЗС1401, МТУСИ

Mirosh.A.V@yandex.ru

Волчков Валерий Павлович

д.т.н., профессор кафедры ОТС, МТУСИ

volchkovvalery@mail.ru

Ключевые слова: *Фильтр Чебышева 1-го рода, синтез аналоговых фильтров, импульсная характеристика, частотная характеристика, частота среза*

В работе рассмотрен синтез аналогового фильтра Чебышева 1-го рода. Получены строгие аналитические выражения для вычисления импульсной характеристики фильтра в трех канонических формах: экспоненциальной, синус-косинусной и косинусной. Устанавливается связь между этими формами, приводятся результаты вычислительного эксперимента.

1. Постановка проблемы

Одной из важнейших тем цифровой обработки сигналов является раздел синтеза фильтров, с заданной передаточной характеристикой. Однако, в популярной учебной литературе, синтез аналоговых фильтров, представлен крайне скромно [1] или не представлен совсем. Даже в профильных учебниках [2], посвященных исключительно синтезу фильтров, отсутствует вывод выражений для импульсных характеристик известных фильтров, хотя бы в одной из возможных канонических форм. .

Пакет прикладных программ *MatLab* так же не спасает ситуацию. В нем есть функции для синтеза аналоговых фильтров, построения частотных и фазовых характеристик и др., но функции для работы с импульсными характеристиками представлены крайне скромно. Так для расчета импульсной характеристики предлагается только одна функция *impz* – позволяющая рассчитать и построить график импульсной характеристики фильтра только на автоматически формируемой временной сетке, которая может быть не интересна пользователю.

В данной работе на примере синтеза аналогового фильтра Чебышева 1-го рода, будет сделан акцент на выводе аналитических выражений для импульсной характеристики (ИХ) в трех возможных канонических формах представления – экспоненциальной, синус-косинусной и косинусной. При этом указанные выражения содержат только элементарные функции, т.е. они не требуют от пользователя вычисления интегралов типа свертки или преобразования Фурье. Задаются только входные параметры фильтра, определяющие его свойства, и произвольная временная сетка, по которым с помощью любой из представленных канонических форм ИХ легко вычисляются значения ИХ. В процессе синтеза были также получены явные выражения для комплексной частотной, амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик указанного фильтра.

2. Синтез фильтра Чебышева 1-го рода

Перед началом синтеза фильтра, нам нужно определиться с его исходными параметрами. В отличие от встроенных матлаб-функций, порядок фильтра мы будем рассчитывать, а не задавать, поэтому у нас будет 4 исходных параметра: ω_0 – частота среза, ω_1 – граница полосы задерживания, R_s – требуемое затухание сигнала в полосе задерживания, R_p – максимальный диапазон пульсаций в полосе пропускания (см. рис. 1).

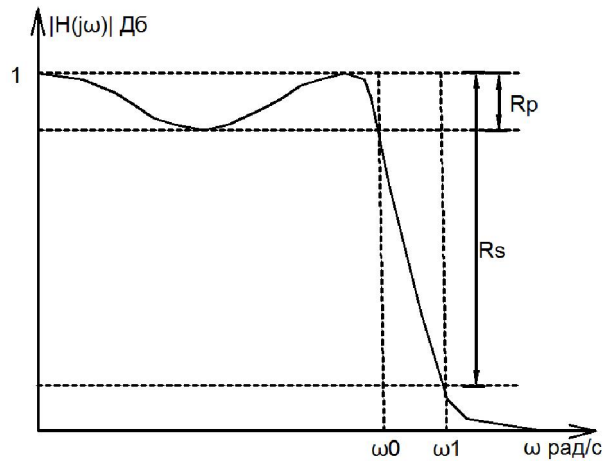


Рис. 1 - АЧХ фильтра Чебышева 1-го рода

Первым шагом будет расчет минимального порядка фильтра, при котором возможно достичь требуемых параметров. Данный порядок можно рассчитать различными способами: графически по графику, приведенному в [2], или из аппроксимации амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра низкой частоты Чебышева первого рода [1,2]

$$|H(s)|_{s=j\omega} = |H(j\omega)| = 1 / \sqrt{1 + \varepsilon_p^2 T_N^2(\omega)}, \quad (1)$$

где $H(s)$ функция передачи фильтра, $T_n(\omega)$ - полином Чебышева 1 рода n -го порядка, который согласно [2] определяется так

$$T_N(\omega) = \cos(N \cdot \arccos(\omega))$$

Для расчета минимального порядка фильтра необходимо решить уравнение

$$T_N(\omega_1 / \omega_0) = \cos(N \cdot \arccos(\omega_1 / \omega_0)) = \varepsilon_s / \varepsilon_p \quad (2)$$

относительно переменной N , в результате чего получаем

$$N = \lceil \text{arch}(\varepsilon_s / \varepsilon_p) / \text{arch}(\omega_1 / \omega_0) \rceil \quad (3)$$

где $\lceil \square \rceil$ - оператор округления в большую сторону. В выражениях (2), (3) ε_p и ε_s определяются по формулам [1]:

$$\varepsilon_p = \sqrt{10^{Rp/10} - 1}$$

$$\varepsilon_s = \sqrt{10^{Rs/10} - 1}$$

Найдем нули и полюса передаточной функции. АЧХ фильтра описывается выражением (1). Числитель данной функции никогда не обращается в нуль, поэтому нулей у данного фильтра нет. Для нахождения полюсов потребуется решить уравнение

$$1 + \varepsilon_p^2 T_N^2(s) = 0 \quad (4)$$

где $s = \sigma + j\omega$ - комплексная частота в функции передачи $H(s)$ фильтра. Решая уравнение (4) относительно переменной s , получаем выражение для нахождения его корней, которые обозначим через p_k (корни будут полюсами передаточной функции)

$$p_k = \sigma_k + j\omega_k$$

$$\sigma_k = -\sin(\pi(2k-1)/2N) \text{sh}(\text{arsh}(\varepsilon_p^{-1})/N), \quad \text{где } k = 1, 2, \dots, N$$

$$\omega_k = \cos(\pi(2k-1)/2N) \text{ch}(\text{arsh}(\varepsilon_p^{-1})/N), \quad \text{где } k = 1, 2, \dots, N$$

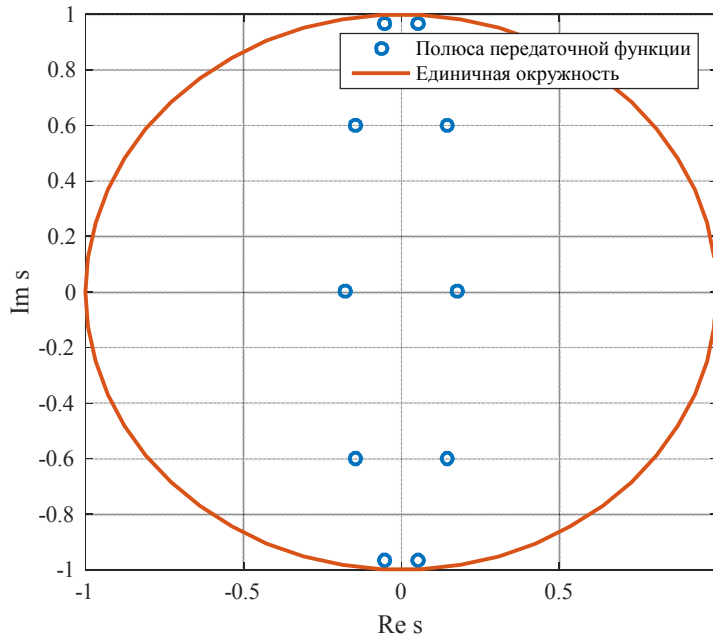


Рис. 2 - Пример расположения полюсов передаточной функции для фильтра 5 порядка

Передаточную функцию фильтра тогда можно представить в виде

$$H(s) = d \prod_{k=1}^N 1/(s - p_k) \quad (5)$$

$$d = (1/\sqrt{1 + \varepsilon_p^2})^{1-r} (-\sigma_0)^r \prod_{k=1}^L \sigma_k^2 + \omega_k^2$$

где d нормирующий множитель, выбираемый так, чтобы $H(0) = 1$. При этом $r = 1$, если N – нечетное и $r = 0$, если N – четное.

Для получения выражений для комплексного коэффициента передачи $H(i\omega)$, амплитудно-частотной $A(\omega)$ (АЧХ) и фазочастотной $\Phi(\omega)$ (ФЧХ) характеристик сделаем в формуле (5) замены s на $j\omega$, p_k на $j\omega_k$

$$H(j\omega) = d \prod_{k=1}^N 1/(s - j\omega_k) ,$$

$$A(\omega) = |H(i\omega)| ,$$

$$\Phi(\omega) = \text{arctg}(\text{Im}(H(i\omega))/\text{Re}(H(i\omega)))$$

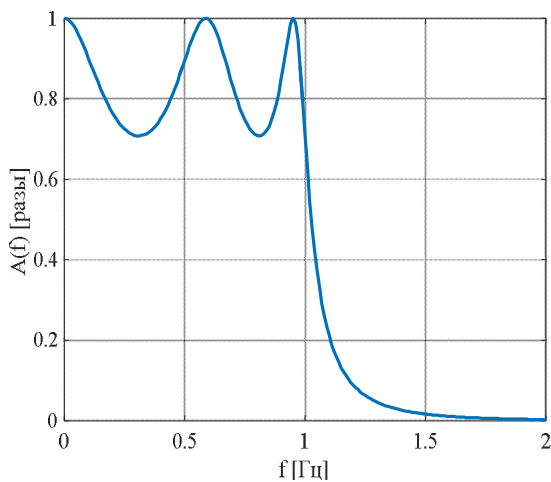


Рис. 3 - АЧХ фильтра пятого порядка

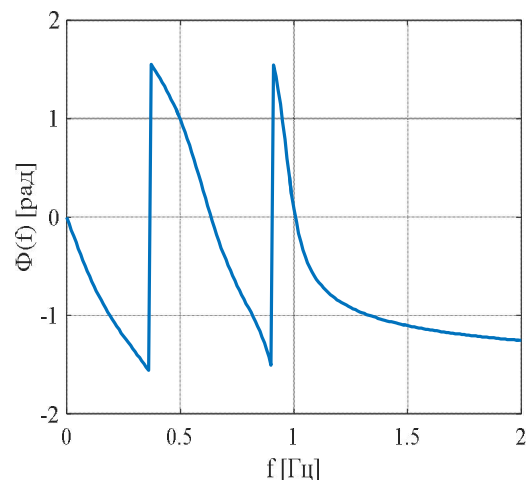


Рис. 4 - ФЧХ фильтра пятого порядка

На рисунках 3 и 4 приведены АЧХ и ФЧХ для фильтра пятого порядка.

3. Представление ИХ фильтра в трех канонических формах

Для нахождения импульсной характеристики фильтра, нам нужно перейти во временную область, применив к $H(s)$ обратное преобразование Лапласа

$$h(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{\sigma-i\infty}^{\sigma+i\infty} H(s) e^{st} ds . \quad (6)$$

Однако, вычисление данного интеграла аналитическим путем довольно сложно. Поэтому, для упрощения применим теорему о вычетах [3]

$$\int_{\sigma-i\infty}^{\sigma+i\infty} H(s) ds = 2\pi i \sum_{k=1}^N \text{res}_k [H(s)], \quad (7)$$

где $\text{res}_k [H(s)] = \lim_{x \rightarrow 0} (1/2\pi i) \int_{|s-k|=x} H(s) ds$ - вычет функции $H(s)$ в точке полюса $s = p_k$.

Подставив (7) в (6), имеем

$$h(t) = \sum_{k=1}^N \text{res}_k [H(s)] e^{p_k t} = \sum_{k=1}^N \dot{C}_k e^{p_k t} \quad (8)$$

$$\dot{C}_k = \text{res}_k [H(s)] \quad (9)$$

Выражения (8), (9) описывают импульсную характеристику в первой канонической форме, т.е. в виде суммы комплексных экспонент. Осталось получить явное выражение для \dot{C}_k . Для этого воспользуемся известной формулой для вычетов дробно-рациональной функции [3,4]:

$$\text{res}_k [H(s)] = \frac{1}{(m-1)!} \cdot \lim_{s \rightarrow p_k} \frac{d^{m-1}}{ds^{m-1}} [H(s)(s-p_k)] \quad (10)$$

где m - кратность полюса. Так как в нашем случае все полюсы имеют кратность $m=1$, а производная нулевого порядка в (10) совпадает с тождественным оператором, то

$$\text{res}_k [H(s)] = [H(s)(s-p_k)]_{s=p_k}. \quad (11)$$

С учетом (5), (9), (11) после преобразований получим формулу для \dot{C}_k

$$\dot{C}_k = d \prod_{p_k \neq p_i}^N 1/(p_k - p_i) .$$

Обратим внимание на то, что полюсы p_{k1} при $k1 \in (1, \dots, L)$ комплексно сопряжены с полюсами p_{k2} , $k2 \in (L+r+1, \dots, N)$, а при $r=1$ существует единственный вещественный полюс p_{k3} $k_3 = L+r = L+1$.

Для упрощения дальнейших расчетов введем переменную h_0 равную

$$h_0 = r \dot{C}_{k3} e^{p_{k3} t}, \quad r \in \{0; 1\}$$

$$h(t) = h_0 + \sum_{k=1}^L 2 \text{Re}(\dot{C}_k e^{p_k t}) \quad (12)$$

Разложим комплексную экспоненту в правой части (12) по формуле Эйлера

$$e^{p_k t} = e^{(\sigma_k + j\omega_k)t} = e^{\sigma_k t} e^{j\omega_k t} = e^{\sigma_k t} (\cos(\omega_k t) + j \sin(\omega_k t)) \quad (13)$$

Подставив (13) в (12) и выполнив тригонометрические преобразования

$$\begin{aligned} 2 \text{Re}(\dot{C}_k e^{p_k t}) &= 2 \text{Re}(\dot{C}_k e^{\sigma_k t} e^{j\omega_k t}) = 2e^{\sigma_k t} \text{Re}(\dot{C}_k e^{j\omega_k t}) = \\ &= 2e^{\sigma_k t} \text{Re}((\text{Re}(\dot{C}_k) + j \text{Im}(\dot{C}_k))(\cos(\omega_k t) + j \sin(\omega_k t))) = \\ &= 2e^{\sigma_k t} \text{Re}((\text{Re}(\dot{C}_k) \cos(\omega_k t) + \text{Re}(\dot{C}_k) j \sin(\omega_k t) + j \text{Im}(\dot{C}_k) \cos(\omega_k t) - \text{Im}(\dot{C}_k) \sin(\omega_k t))) = \\ &= 2e^{\sigma_k t} (\text{Re}(\dot{C}_k) \cos(\omega_k t) - \text{Im}(\dot{C}_k) \sin(\omega_k t)) \end{aligned}$$

получим вторую каноническую форму записи ИХ (синус-косинусную)

$$h(t) = h_0 + \sum_{k=1}^L 2e^{\sigma_k t} \text{Re}(\dot{C}_k) \cos(\omega_k t) - 2e^{\sigma_k t} \text{Im}(\dot{C}_k) \sin(\omega_k t) \quad (14)$$

Воспользуемся известными тригонометрическими представлениями для угла прямоугольного треугольника с катетами $a_k = 2e^{\sigma_k t} \text{Re}(\dot{C}_k)$ и $b_k = -2e^{\sigma_k t} \text{Im}(\dot{C}_k)$:

$$\cos(\phi_k) = a_k / \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \quad \sin(\phi_k) = b_k / \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (15)$$

$$\phi_k = -\text{arctg}(b_k/a_k), \quad A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (16)$$

Тогда выражение, стоящее под знаком суммы в (14) с учетом (15-16) преобразуется к виду

$$a_k \cos(\omega_1 t) + b_k \sin(\omega_1 t) = A_k (\cos(\omega_1 t) \cos(\phi_k) + \sin(\omega_1 t) \sin(\phi_k)) = A_k \cos(\omega_1 t + \phi_k),$$

а импульсная характеристика (14) может быть записана в третьей канонической форме (косинусной)

$$h(t) = h_0 + \sum_{k=1}^{\lfloor N/2 \rfloor} A_k \cos(\omega_k t + \phi_k) \quad (17)$$

$$A_k = \pm 2e^{\sigma_k t} \sqrt{\operatorname{Re}(\dot{C}_k)^2 + \operatorname{Im}(\dot{C}_k)^2},$$

где знак должен совпадать со знаком величины $\operatorname{Re} \dot{C}_k$,

$$\phi_k = -\operatorname{arctg}(\operatorname{Im} \dot{C}_k / \operatorname{Re} \dot{C}_k)$$

В качестве проверки наших выводов рассчитаем ИХ по формулам (8, 14, 17) и построим их графики в одной координатной сетке. Из рисунка 5 видно, что графики ИХ во всех трех канонических формах полностью совпадают, следовательно, полученные нами выражения верны.

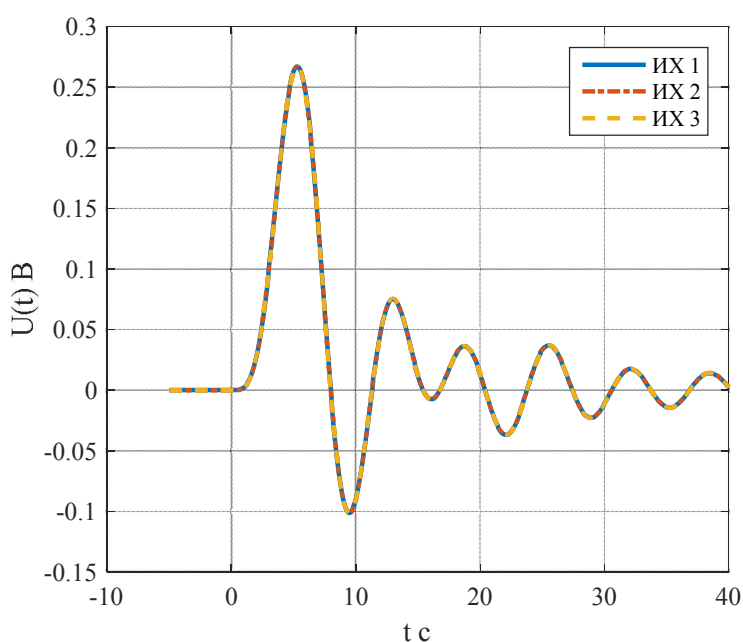


Рис. 5 - Графики ИХ в трех канонических формах

4. Выводы

1. Рассмотрен синтез аналогового фильтра Чебышева 1-го рода по заданным параметрам. Получена передаточная функция и комплексно-частотная характеристика (КЧХ). Из КЧХ были получены выражения для АЧХ и ФЧХ. Приведен вывод аналитических выражений для нахождения импульсной характеристики в трех канонических формах: экспоненциальной, синус-косинусной и косинусной. Приводятся результаты вычислительного эксперимента, подтверждающие правильность полученных выражений.

2. Полученные в работе результаты могут быть использованы для разработки соответствующих программных модулей и функций в среде Матлаб, расширяющих ее библиотеку. Кроме того, они могут иметь важное инженерное приложение для имитации реальных характеристик частотно-селективного канала в задачах, связанных с синтезом канальных прекодеров и эквалайзеров [5].

Литература

1. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер 2002.-608с.
2. *Лем. Г.* Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация. Под ред. к.т.н Теплюка И.Н. М.: Мир 1982.-592с.
3. *Смирнов В.И.* Курс высшей математики. Том 3, часть 2. М.: государственное издательство физико-математической литературы 1958.-674с.
4. *Бронштейн И.Н, Семендяев К.А.* Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М.: Наука 1986. -544с.
5. *Волчков В.П., Санников В.Г.* Синтез канальных прекодеров для цифровых систем связи с финитным сигнальным базисом. // Электросвязь. – 2016. – №4.– С. 41-45

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДАЛЬНОМЕРОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ «ЗРЕНИЯ» В РОБОТОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

Шипунова Ксения Романовна
студентка группы М151601(70) МТУСИ
kshipunova94@gmail.com
Воронов Вячеслав Игоревич
к.т.н., доцент МТУСИ
Vorvi@mail.ru

Ключевые слова: *Дальномер, робототехническая система, распознавание объектов, ультразвуковой датчик, инфракрасный датчик.*

В работе приведен принцип работы ультразвукового и инфракрасного датчиков определения расстояния. В ходе исследования был проведен сравнительный анализ дальномеров Sharp GP2Y0A21YK0F и HR-SC04 по основным характеристиками, таким как обнаруживаемое расстояние и угол обзора, а также вычислена погрешность полученных измерений.

Робот — важная составляющая эволюции человека. Искусственная форма жизни бесконечна в своем разнообразии. Ее возможности ограничиваются человеком, его способностью дублировать, воспроизводить и превосходить окружающую среду. Именно поэтому робототехнику можно считать одной из самых внушительных проекций будущего.

В настоящее время нет ни одной сферы деятельности человека, к которой не были бы причастны роботы. Они выполняют различные функции, начиная от домашнего помощника, заканчивая роботами-хирургами и роботами военного назначения. Именно поэтому исследования в области робототехники остаются актуальной темой для изучения. Данная работа сконцентрирована на таком аспекте робототехнической системы, как зрение. Зрение в робототехническом комплексе реализуется с помощью дальномера.

Целью данной работы является исследование характеристик дальномеров и определение оптимальных условий для обнаружения и корректного распознавания объектов.

Дальномер – это устройство, предназначенное для определения расстояния до объекта. Дальномеры бывают нескольких видов:

- ультразвуковые
- инфракрасные

Действие работы ультразвукового датчика основано на принципе эхо локации. Датчик расстояния, излучая звуковые импульсы в пространство, принимает отраженный от препятствия сигнал, тем самым определяя расстояние до объекта по времени распространения звуковой волны к препятствию и обратно[2].

На рис. 1 представлена схема работы ультразвукового дальномера.

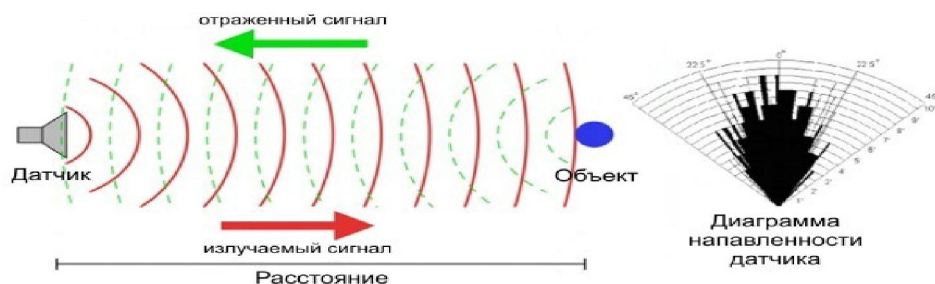


Рис. 1 – Принцип работы ультразвукового дальномера

Принцип работы инфракрасного датчика построен на методе триангуляции. Импульсы инфракрасного излучения распространяются в пространстве и, отражаясь от объектов, возвращаются в приемник, образуя треугольник «излучатель – объект –

приемник». Расстояние до объекта можно однозначно определить по углу отражения. Полученные отраженные импульсы собираются высококачественной линзой и передаются на линейную CCD матрицу. По засветке определенного участка CCD матрицы определяется угол отражения и вычисляется расстояние до объекта[2].

На рис. 2 представлена схема работы инфракрасного дальномера.

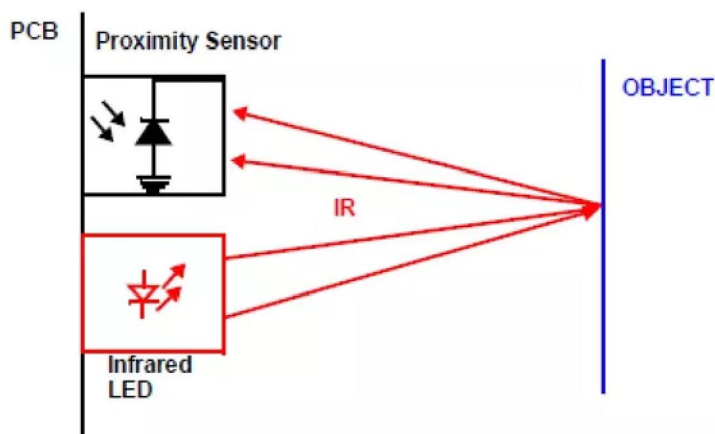


Рис. 2 – Принцип действия инфракрасного дальномера

Рассмотрим характеристики каждого из видов дальномеров на примере ультразвукового датчика HC-SR04 и инфракрасного датчика Sharp GP2Y0A21YK0F. В таблице 1 представлены заявленные производителем показатели для ряда параметров.

Таблица 1.

Параметры	ИК-Датчик Sharp GP2Y0A21YK0F	УЗ-Датчик HC-SR04
Обнаруживаемое расстояние	4-40 см	2-400 см
Время получения ответа	38-48 мс	3 мс
Потребление тока	35 мА	20 мА
Напряжение питания	4,5-5,5 В	5 В
Угол обзора	$\geq 40^\circ$	$\leq 15^\circ$

Прежде всего, было произведено исследование соответствия заявленных характеристик реальным значениям.

Наиболее важными характеристиками для точного определения расстояния до объекта являются обнаруживаемое расстояние и угол обзора.

Согласно таблице 1, ИК-датчик способен точно обнаружить предмет на расстоянии до 40 см, в то время как УЗ-датчик поддерживает ту же функцию на расстоянии до 400 см. Для чистоты эксперимента проведем замеры расстояния до объекта, стоящего перпендикулярно центральной оси излучения на заданных расстояниях (10 см, 20 см, 30 см, 40 см), и определим величину погрешности измерения (рис. 3 и рис. 4). В качестве объекта был выбран куб с гранью 7,5 см. На рис. 3 можно увидеть УЗ-датчик HC-SR04, а на рис. 4 - ИК-датчик Sharp GP2Y0A21YK0F.

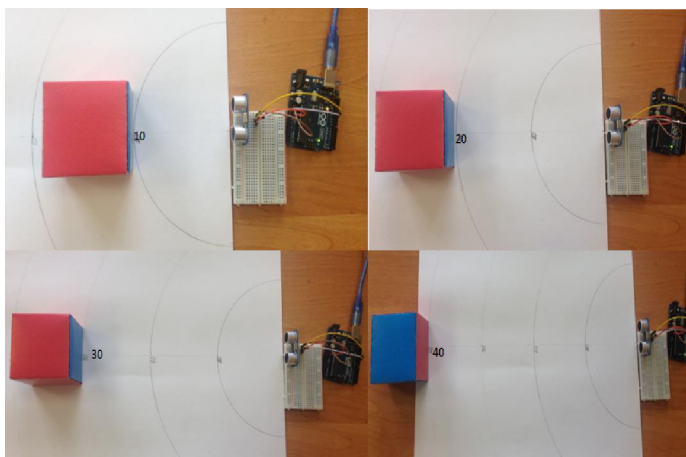


Рис. 3 – Замеры значений датчиком HC-SR04

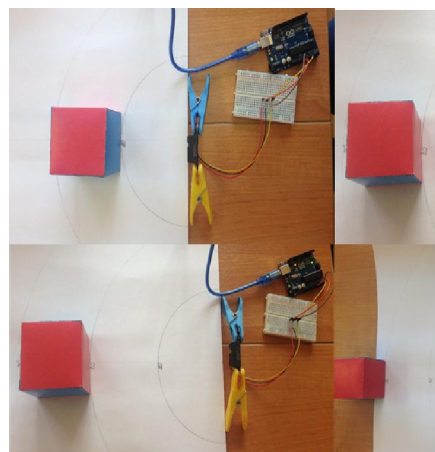


Рис. 4 - Замеры значений датчиком Sharp GP2Y0A21YK0F

На рис. 5 и рис. 6 представлены графики зависимости величины погрешности от расстояния до объекта. В результате было выявлено, что средняя погрешность измерения ИК-датчика составляет 2,15, а УЗ-датчика – 0,68, причем на расстоянии 30 см до объекта дальномер дает абсолютный результат.



Рис. 5 – Погрешность измерения дальномера HC-SR04

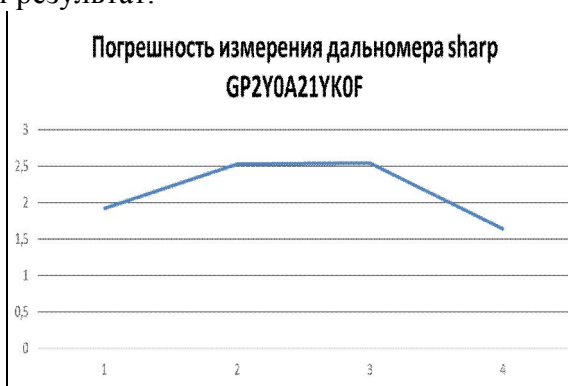


Рис. 6 - Погрешность измерения дальномера Sharp GP2Y0A21YK0F

Форма объекта также оказывает влияние на точность полученных значений для всех датчиков. Повернув объект на 45° относительно центральной оси, больше половины значений соответствуют контрольному, таким образом, можно сделать вывод, что большая часть импульсов или излучений не находят поверхность отражения, что не дает сделать адекватную оценку расстояния. Аналогичные заключения получены при измерении расстояния до цилиндрического объекта.

Рассмотрим также угол обзора датчиков расстояния. Согласно таблице 1, эффективный угол ИК-датчика составляет около 40°, а для УЗ-датчика всего 15°. Замерив показания дальномеров при определении расстояния до объектов, находящихся на грани угла видимости (рис. 7 и рис. 8), было выявлено, что каждое второе значение совпадает с контрольным значением (рис. 9 и рис. 10). Это говорит о том, что для более точного определения значений необходимо, чтобы объект полностью находился в зоне угла видимости.

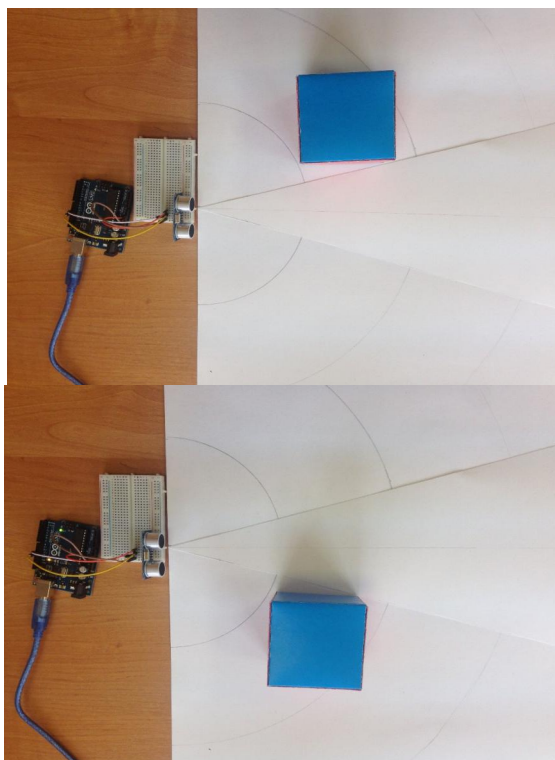


Рис. 7 – Измерение расстояния до объекта, находящегося на грани эффективного угла при измерении датчиком HC-SR04

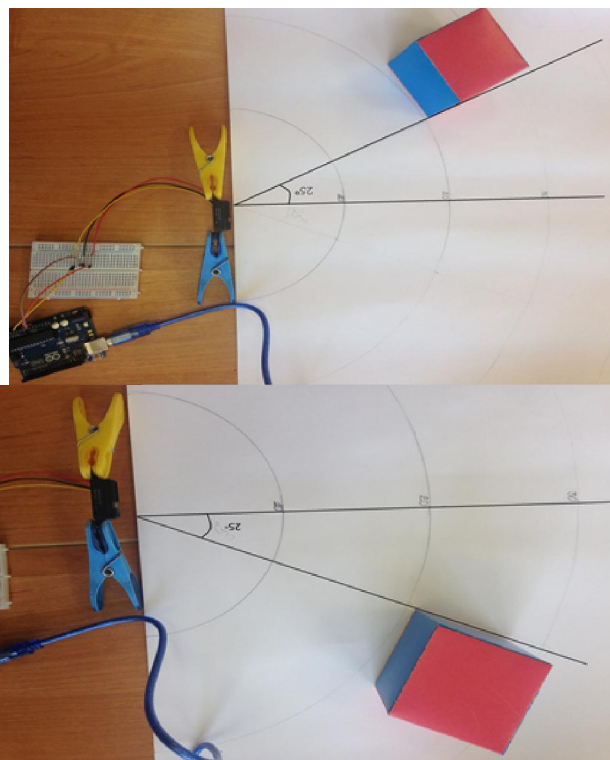


Рис. 8 – Измерение расстояния до объекта, находящегося на грани эффективного угла при измерении датчиком Sharp GP2Y0A21YK0F



Рис. 9 – Среднее значение датчика HC-SR04



Рис. 10 – Среднее значение датчика Sharp GP2Y0A21YK0F

Достоинством ИК-датчиков по сравнению с УЗ-датчиками можно считать тот факт, что данный метод определения расстояния более защищен от эффектов интерференции излучения и разной отражающей способности поверхностей, выполненных из различных материалов и окрашенных в различные цвета, и формы объекта. Но при этом страдает точность измерения, так как дальномер SHARP GP2Y0A21YK0F больше подходит для дальних расстояний, в то время как оптимальное обнаруживаемое расстояние для HC-SR04 составляет 30 см.

Литература

1. Григорьев В.А., Лагутенко И.О., Сети и системы радиодоступа, -М.:Эко-Трендз, 2005. - 384с.

2. *Петин В.А.* Проекты с использованием контроллера Arduino, БХВ-Петербург Год: 2014. - 464с.
3. *Датчики [Электронный ресурс]:* справочное пособие/ В.М. Шарапов [и др.]. — Электрон. текстовые данные. — М.: Техносфера, 2012. — 624 с.— Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/16974.html>. — ЭБС «IPRbooks»
4. *Сырецкий Г.А.* Автоматизация технологических процессов и производств. Часть 2 [Электронный ресурс]: лабораторный практикум/ Сырецкий Г.А.— Электрон. текстовые данные. — Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2014. — 80 с.— Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/45351.html>. — ЭБС «IPRbooks»
5. *Новиков А.М., Волков М.М.* Оценка расстояния между двумя устройствами, соединенными через Wi-Fi// Телекоммуникации и информационные технологии. 2016, Т. 1, №1, С. 101-102. (<http://www.srd-mtuci.ru/attachments/article/249/ТИТ-1-2016.pdf>)

ПРИМЕНЕНИЕ ГЕНЕТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЯ

Зайченко Дмитрий Сергеевич
студент группы БПМ1301 МТУСИ
dmitryzaichenko@yandex.ru
Синева Ирина Сергеевна
к.ф.-м.н., доцент МТУСИ
irina_sineva@mail.ru

Ключевые слова: *Генетические алгоритмы, помехоустойчивое кодирование, оптимизация, нормальное распределение, равномерное распределение.*

Данная работа посвящена проблеме оптимального кодирования исходящей информации. Полученные данные позволяют утверждать, что алгоритм генетического кодирования позволяет найти если не наилучшее, то очень хорошее решение, получение которого при случайном поиске практически невозможно ввиду чрезвычайно высокой вычислительной сложности. Данный алгоритмический класс минимизирует вред от ошибок за счет того, что точки кодируются таким образом, что ближайшие пространственные координаты источника аналогично будут близкими в пространстве кодовых сообщений, то есть на одинарном расстоянии, которое наиболее мало в различных кодовых комбинациях.

Классический алгоритм помехоустойчивого кодирования основан на добавлении избыточности, но внесение дополнительной избыточности в передаваемое сообщение может оказаться неприемлемой ценой. Следовательно, возникает задача уменьшения последствий возможных искажений символов при передаче, без внесения дополнительной избыточности. Для повышения помехоустойчивости были разработаны специальные генетические алгоритмы кодирования [1, 2, 6-9]. Теория, лежащая в основе генетических алгоритмов, была предложена Джоном Холландом. Их исследованию посвящены работы [3-4].

Генетические алгоритмы - это в первую очередь эволюционные алгоритмы. Они предназначены для решения сложных задач функциональной оптимизации, и, следовательно, хорошо подходят для приложений, требующих адаптивных стратегий решения задач.

В настоящее время исследование способов кодирования информации является актуальной научной проблемой. Решение данной задачи с помощью генетического алгоритма может значительно минимизировать ошибку представления сообщения в метрике исходного пространства.

В данной работе, в отличие от классического генетического алгоритма-прототипа представлен алгоритм, который позволяет учитывать различие вероятности возникновения ошибки в различных символах двоичного кода. Учет этого обстоятельства на этапе кодирования позволяет сократить последствия появления побитовых искажений с точки зрения минимизации расстояний между отправленным символом и декодированным в метрике пространства источника.

Целью исследования является анализ преимуществ и недостатков предложенного метода кодирования и предоставление рекомендаций по его использованию в тех или иных случаях.

Представление пространства источника

Предполагается, что исходные сообщения могут быть проинтерпретированы как точки пространства A_i с координатами $(x_1(i), x_2(i), \dots, x_n(i))$, $1 \leq i \leq N$ (x_i, y_i), $1 \leq i \leq N$.

Для удобства будем считать, что $N = 2^n$. Следовательно, для безызбыточного равномерного двоичного кодирования необходим код длиной n .

В качестве меры, определяющей расстояние между парой точек A_i и A_j , рассматривается евклидово расстояние:

$$d_{i,j} = \sqrt{\sum_{l=1}^m (x_l(i) - x_l(j))^2}, d_{i,j} = d_{j,i}, d_{i,i} = 0, d_{i,j} > 0 \text{ при } i \neq j$$

Описание алгоритма кодирования

Первый шаг. Для выбора начальной точки нулевой категории необходимо для каждой точки A_i вычислить сумму её евклидовых расстояний $D_i = \sum_{j=1}^N d_{i,j}$ до остальных точек массива и выбрать в качестве начальной точки центр тяжести. Следовательно, начальной точкой A_{i_0} будет та, у которой это значение минимально:

$$i_0 = \arg \min \{D_i \mid 1 \leq i \leq N\}$$

Она кодируется n -битной комбинацией $(000\dots 0)$, состоящей из одних нулей.

Второй шаг. Ищем точки первой категории, которые в дальнейшем будут кодироваться комбинациями с одной единицей. Это группа из n (то же, что и C_n^1) точек, в целом наиболее близкая к точке A_{i_0} . Для поиска наименее удаленной точки необходимо учитывать возможное искажение в каждом символе. Вероятность искажения данного символа i обозначим P_i . Если в кодовом слове длины N искажен символ i , то вероятность этого события определяется следующим образом:

$$P_i = (1-p_1)(1-p_2)\dots(1-p_{i-2})(1-p_{i-1})p_i(1-p_{i+1})\dots(1-p_n) = \left[\prod_{j=1}^n (1-p_j) \right] \frac{p_i}{1-p_i}.$$

Где p_i - вероятность того, что будет искажен символ в позиции i . Будем предполагать, что позиции перестановочно упорядочены таким образом, что $p_1 \leq p_2 \leq \dots \leq p_n$.

Для точек первой категории находим:

$$i_{1,1} = \arg \min \{d_{i_0,j} P_n \mid 1 \leq j \leq N; j \neq i_0\}$$

$$i_{1,2} = \arg \min \{d_{i_0,j} P_{n-1} \mid 1 \leq j \leq N; j \neq i_0; j \neq i_{1,1}\}$$

...

$$i_{1,n} = \arg \min \{d_{i_0,j} P_1 \mid 1 \leq j \leq N; j \neq i_0; j \neq i_{1,1}, \dots, j \neq i_{1,n-1}\}$$

Тогда точки $A_{i_{1,1}}, A_{i_{1,2}}, \dots, A_{i_{1,n}}$ - это точки первой категории с множеством индексов

$$\theta_1 = \{i_{1,1}, i_{1,2}, \dots, i_{1,n}\}$$

Кодовая комбинация, которую получит точка первой категории, состоит из $n-1$ нулей и одной единицы $(100\dots 0), (010\dots 0), \dots, (000\dots 1)$, причем у точки $A_{i_{1,j}}$ единица находится в j -ой позиции.

Третий шаг. Находим точки второй категории, которые в совокупности наименее удалены от точек первой категории. Для этого рассматриваем все пары точек первой категории, число таких пар равно $n_2 = C_n^2$.

Введем множество индексов $\psi_1 = \{j \mid 1 \leq j \leq N; j \neq i_0; j \notin \theta_1\}$ тех точек, которые не являются ни начальной, ни точкой первой категории.

Здесь уже нужно учитывать возможные искажения пары символов. В таком случае, искомая точка второй категории будет:

$$i_{2,1}(\alpha_{2,1}^{(1)}, \alpha_{2,1}^{(2)}) = \arg \min \{d_{s_1,j} P_{\alpha_{2,1}^{(1)}} + d_{s_2,j} P_{\alpha_{2,1}^{(2)}} \mid \{S\} \in \theta_1; \{\alpha_{2,1}\} \in P; j \in \psi_1; s_1 \neq s_2\}$$

$$i_{2,2}(\alpha_{2,2}^{(1)}, \alpha_{2,2}^{(2)}) = \arg \min \{d_{s_1,j} P_{\alpha_{2,2}^{(1)}} + d_{s_2,j} P_{\alpha_{2,2}^{(2)}} \mid \{S\} \in \theta_1; \{\alpha_{2,2}\} \in P; j \in \psi_1; s_1 \neq s_2; \{S\} \neq i_{2,1}\}$$

...

$$i_{2,n_2}(\alpha_{2,n_2}^{(1)}, \alpha_{2,n_2}^{(2)}) = \arg \min \{d_{s_1,j} P_{\alpha_{2,n_2}^{(1)}} + d_{s_2,j} P_{\alpha_{2,n_2}^{(2)}} \mid \{S\} \in \theta_1; \{\alpha_{2,n_2}\} \in P; j \in \psi_1; s_1 \neq s_2; \{S\} \neq i_{2,1} \dots \{S\} \neq i_{2,n_2-1}\}$$

где $S = \{s_1; s_2\}$.

Введем множество индексов точек второй категории $\theta_2 = \{i_{2,1}, i_{2,2}, \dots, i_{2,n_2}\}$.

Точками второй категории будут точки $A_{i_{2,k}}$, кодировки которых будут отличаться одной дополнительной единицей от кодовых комбинаций, приписанных соответствующим точкам первой категории.

Таким образом, нами получены n_2 точек второй категории $A_{i_{2,1}}, A_{i_{2,2}}, \dots, A_{i_{2,n_2}}$, каждая из которых удалена от некоторой пары точек первой категории на минимальное положительное расстояние Хемминга, с учетом вероятностей соответствующих побитовых искажений.

Четвертый шаг. Ищем точки третьей категории, которые в совокупности наименее удалены от множества точек второй категории. Таких точек $n_3 = C_n^3$. Их кодовые комбинации будут содержать уже три единицы.

Дальнейшие шаги осуществляются по той же схеме. На последнем шаге остается одна свободная точка, которая в определенном смысле «наиболее удалена» ото всего массива точек вообще и от точек, полученных на предыдущем шаге в частности. Ей приписывается кодовая комбинация, состоящая из одних единиц.

Примеры кодирования для различных типов ошибок

Одна из задач алгоритма – это уменьшение общего расстояния ребер графа фиксированной связности, накладываемого на заданную конфигурацию точек. Общее расстояние складывается из включаемых расстояний, которые представляют собой некоторое метрическое расстояние между двумя сообщениями.

Рассмотрим, как изменяются результаты работы алгоритма кодирования от различных типов ошибок, смоделированные как случайные поля с различными распределениями.

Поля источников сообщений с нормальным распределением.

Данный тип поля представляет собой пример поля с сильной локализацией. Этот факт должен способствовать эффективной работе генетического алгоритма кодирования.

На *рис.1* показана гистограмма распределения средних расстояний случайного кодирования для 1000 реализаций. Полученные данные хорошо согласуются с нормальным распределением (mean = 135,658; standard deviation = 5,07239), уровень значимости 0,95. Данные были проанализированы с помощью языка программирования для статистической обработки. Более подробно этому посвящена работа [5].

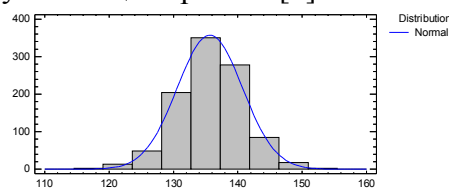


Рис 1. Гистограмма распределения средних расстояний для 1000 реализаций случайного кодирования для гауссовского поля

Значения на гистограмме расположены в пределах от 117,904 до 151,941. Среднее значение расстояния для случайного кодирования составляет 135,658.

Результаты работы генетического алгоритма всегда лучше случайно найденного минимума. Они сведены в табл. 1

Таблица 1

Описание побитовых ошибок	Полученное осредненное расстояние	Отклонение от статистического среднего	Вероятность получить такое отклонение случайно
Равновероятное	101,05	- 6,82 σ	$4,6 \cdot 10^{-12}$
Линейно возрастающие	104,09	- 6,22 σ	$2,5 \cdot 10^{-10}$
Экспоненциально возрастающие	103,72	- 6,29 σ	$1,6 \cdot 10^{-10}$

Линейно возрастающие вероятности битовых ошибок задаются формулой:
 $p_i = 10^{-4} i$.

Представленные результаты для **экспоненциально возрастающих** вероятностях битовых ошибок выражаются соотношением: $p_i = 0.5 \cdot 10^{-4} e^{0.7i}$.

Полученные результаты работы генетического кодирования, представленные в таб.1, значительно меньше статистически зафиксированного минимума 117,904. Эффективность алгоритма для поля из 32 точек составляет порядка 6 сигма.

Поля источников сообщений с равномерным распределением

Представлен анализ алгоритмов генетического кодирования для пространства источника сообщения, которое описывается равномерным законом распределения с параметрами $[0,1] \times [0,1]$.

Проведем сравнение модифицированного генетического алгоритма кодирования и случайного кодирования. Получились следующие результаты: для случайного кодирования среднее расстояние между исходным и искаженным сообщением составляет 43,06, а для генетического алгоритма кодирования для равномерного поля: 27,83.

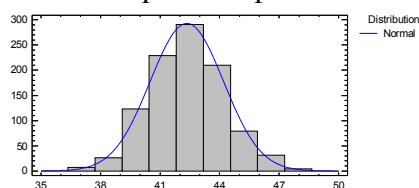


Рис 2. Гистограмма распределения средних расстояний для 1000 реализаций случайного кодирования для равномерного поля

Полученные данные хорошо согласуются с нормальным распределением (mean = 42,3496; standard deviation = 1,85582), уровень значимости 0,95.

Результаты работы генетического алгоритма для равномерного поля сведены в табл. 2

Таблица 2

Описание побитовых ошибок	Полученное осредненное расстояние	Отклонение от статистического среднего	Вероятность получить такое отклонение случайно
Равновероятное	27,83	- 7,82 σ	$2,7 \cdot 10^{-15}$
Линейно возрастающие	31,06	- 6,08 σ	$6 \cdot 10^{-10}$
Экспоненциально возрастающие	32,59	- 5,25 σ	$7,6 \cdot 10^{-8}$

Заключение

Предложенная модификация алгоритма генетического кодирования позволяет учитывать неравномерную природу появления ошибок в канале. Было показано, что данный

алгоритм кодирования дает весьма существенный выигрыш по сравнению со случайными алгоритмами. Как было показано ранее, алгоритмы генетического типа эффективно встраиваются в последовательности кодировок и их использование позволяет уменьшить последствия декодирования искаженных сообщений. Применением описываемого алгоритма могут быть задачи стеганографии.

Литература

1. *Аджемов А.С., Горбунов Н.В., Синева И.С.* Оценка эффективности генетического алгоритма кодирования сообщений при различных распределениях источников и их разнообразных метризациях. // Научная конференция профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава. – М.: МТУСИ, 2002. – С.106-107
2. *Синева И.С.* Улучшения качества передачи кодами, опирающимися на топологию источника сообщений. // Технологии информационного общества. Тезисы докладов московской отраслевой научно-технической конференции. – М.: Инсвязьиздат, 2007. – С. 169-170.
3. *Баталов А.Э., Синева И.С.* Алгоритмы генетического кодирования при различных конфигурациях пространства источника // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – Том 9. – №7. – С. 53-59
4. *Фенчук М.М., Синева И.С., Ботт А.В.* Предварительное кодирование генетического типа для случайных и детерминированных пространств источника сообщений // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – №10. – С. 60-65.
5. *Зайченко Д.С., Синева И.С.* Разведочный анализ данных в среде R // Телекоммуникации и информационные технологии. – 2016. – Том 3. – №2. – С. 31-36.
6. *Фенчук М.М., Синева И.С.* Анализ помехоустойчивости генетического кодирования с применением циклического избыточного кода // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 11. С. 108-112.
7. *Баталов А.Э., Синева И.С.* Сравнительный анализ помехоустойчивых свойств генетических алгоритмов безизбыточного кодирования для кластеризующихся пространств источника // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 1. С. 68-74.
8. *Баталов А.Э., Синева И.С.* Оптимизация алгоритма генетического кодирования источника сообщений // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 12. С. 6-9.
9. *Фенчук М.М., Синева И.С.* Оптимизация алгоритма генетического кодирования для пространств произвольных размерностей // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 7. С. 74-79.

ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВА СВЯЗИ MANET-СЕТИ НА ОСНОВЕ VDL-4 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕХАНИЗМОВ КАНАЛЬНОГО УРОВНЯ

Григорьев Илья Дмитриевич
студент группы M091501(72)МТУСИ
79150419348@ya.ru

Орлов Владимир Георгиевич
к.т.н., доцент кафедры ТуЗВ МТУСИ
v.g.orlov@mtuci.ru

Ключевые слова: *мобильные самоорганизующиеся сети, MANET, VDL-4, АЗН-В, GPCR, имитационное моделирование, качество связи, качество обслуживания, QoS.*

В статье рассматриваются вопросы качества связи мобильной самоорганизующейся сети на основе авиационной системы связи VDL Mode 4 с использованием алгоритма маршрутизации мобильных самоорганизующихся сетей GPCR. Представлены результаты работы имитационной модели с использованием различных конфигурационных параметров канального уровня, произведен расчет параметров качества связи.

Very High Frequency (VHF) Data Link (VDL) Mode 4 представляет собой способ организации канала передачи информации между авиалайнером и базовой станцией, либо другим летательным аппаратом (ЛА). Реализация данной системы на территории РФ определена программой внедрения средств вещательного автоматического зависимого наблюдения 2011 – 2020 годов. Канал функционирует в диапазоне 108 – 136.975 МГц, скорость передачи данных – 19,2 Кбит/сек. Основным приложением для системы является АЗН-В (Автоматическое Зависимое Наблюдение – Вещание) [1]. Система имеет многоуровневую архитектуру и состоит из физического, канального, сетевого уровней и уровня приложений.

Для исследования качества связи была разработана имитационная модель в среде моделирования OMNeT++, которая включает несколько модулей: мобильности, физического уровня, уровня доступа к среде, контроля логического соединения и сетевого уровня [2]. Сетевой уровень содержит в себе реализацию алгоритма мобильных самоорганизующихся сетей (MANET), под названием Greedy Perimeter Stateless Routing (GPCR), позволяющего осуществлять маршрутизацию сообщений на основе географических метрик. Уровни доступа к среде и контроль логического соединения вместе формируют канальный уровень [3].

Для исследования влияния работы механизмов канального уровня на качество обслуживания в мобильной самоорганизующейся сети на базе VDL-4 следует выделить наиболее значимые конфигурационные параметры протоколов. В общем виде данные параметры влияют на работу алгоритма выбора временных слотов для передачи АЗН-В отчетов. Целью данного исследования является выявление фиксированного набора конфигурационных параметров канального уровня, с использованием которого, при различных сценариях обеспечивался бы более высокий уровень производительности работы сети, по сравнению с работой при стандартных конфигурационных параметрах на каждом узле.

Важными параметрами канального уровня, влияющими на качество обслуживания в сети, являются параметры протокола периодического широковещательного резервирования, являющегося частью системы VDL-4. Данный протокол используется приложениями, для работы которых требуется передавать сообщения однократно и более раз за суперфрейм, как в текущем суперфрейме, так и в последующих. Последовательность используемых временных слотов формирует поток и объединена периодическим широковещательным

резервированием [4]. Каждое сообщение данного протокола резервирует слот в следующем суперфрейме для своего потока, то есть, если приложению требуется передавать сообщение 3 раза в минуту – приложение будет иметь 3 потока. В таблице 1. приведены конфигурационные параметры протокола. Данная таблица, как и следующая, взяты из стандарта, однако, несмотря на то, что в ней указаны рекомендуемые значения для штатной работы VDL-4, заранее, не известно окажутся ли они оптимальными для работы с сетью. Переменная M1 содержит в себе количество слотов в суперфрейме: в случае штатного режима работы VDL-4 оно равняется 4500.

Таблица 1

<i>Symbol</i>	<i>Parameter name</i>	<i>Minimum</i>	<i>Maximum</i>	<i>Recommended default</i>	<i>Increment</i>
<i>TV11_{min}</i>	Reservation hold timer — minimum value	0 superframes	15 superframes	4 superframes	1 superframe
<i>TV11_{max}</i>	Reservation hold timer — maximum value	1 superframe	16 superframes	8 superframes	1 superframe
<i>V11</i>	Nominal periodic rate	1 per superframe	60 per superframe	1 per superframe	1 per superframe
<i>V12</i>	Periodic dither range	$(2/M1) \cdot V11$	1.00	0.10	0.01

Параметры TV11_{min} и TV11_{max} **используются** для определения стартового значения для таймера удержания резервирования TV11, который в свою очередь используется в рамках процедуры первичного резервирования слота. Данное значение показывает количество суперфреймов на которое должен быть зарезервирован слот в режиме передачи.

Параметр V11 содержит количество передаваемых сообщений в течение одного суперфрейма.

Параметр V12 определяет диапазон слотов-кандидатов для передачи. Станция выбирает из этого диапазона один или несколько слотов в случае, когда значение TV11 становится нулевым.

В качестве других параметров выделим конфигурационные параметры инкрементированного широковещательного протокола резервирования. Данный протокол необходим для обеспечения работы тех приложений, которым требуется передать сообщение несколько раз в минуту или в две. В рамках передаваемого сообщения резервируется набор слотов внутри одного суперфрейма. Конфигурационные параметры протокола указаны в таблице 2.

Таблица 2.

<i>Symbol</i>	<i>Parameter name</i>	<i>Minimum</i>	<i>Maximum</i>	<i>Recommended default</i>	<i>Increment</i>
V21	Nominal incremental period	960/M1 sec	60 480/M1 sec	1.0 sec	0.1 sec
V22	Maximum incremental dither range	$720/(V21 \cdot M1)$	$\min[1.001-240/(V21 \cdot M1), 61\ 200/(V21 \cdot M1) - 0.999]$	$\min(0.75, \text{maximum allowed value of V22})$	0.001

Параметр V21 является показателем номинального времени после первого слота в инкрементированной широковещательной передаче, когда узлу будет доступна отправка сообщения.

Параметр V22 определяет диапазон слотов-кандидатов, внутри которого узел должен выбрать слот или группу слотов для резервирования.

В модели для отправки сетевых сообщений применяется комбинированное широковещательное и инкрементированное резервирование, использующее параметры

обоих описанных протоколов резервирования.

Отслеживанию подлежат следующие показатели, отражающие производительность работы сети:

- Соотношение полученных и отправленных АЗН-В отчетов для наземной базовой станции суммарное от всех узлов;
- Среднее время задержки между отправкой узлами АЗН-В отчетов к наземной базовой станции по сети.

Сценарии передвижения и расположения узлов для проведения симуляции идентичны реальному и сформированы на основе открытых данных о рейсах гражданской авиации. Изначально, данные эксперименты проводились на большем количестве сценариев. В результате экспериментов было выявлено, что репрезентативность полученных результатов достигается при работе с 3-мя основными сценариями мобильности. Неполный перечень исходных данных для 3-х сценариев содержится в табл. 3.3.

Таблица 3.

Сценарий / Исх. данные	1	2	3
Размер площадки, км	3067 x 1553 x 12	3067 x 1553 x 12	3067 x 1553 x 12
Время симуляции, сек	3000	3000	3000
Количество мобильных узлов	6	7	13
К-во базовых станций	2	1	3
Время жизни записи о базовой станции в таблице маршрутизации, сек	480	480	480
Таймер вещания сетевых сообщений базовой станцией, сек	150	150	150
Частота отправки сетевых АЗН-В отчетов, в минуту	1	1	1
Скорость передачи данных, кбит/с	19.2	19.2	19.2

Результаты проведения симуляций с рекомендуемыми конфигурационными параметрами приведены в табл. 4. Отметим, что данные значения процента доставленных сообщений хотя и не являются высокими по меркам современных промышленных сетей, однако отражают реальную ситуацию для авиационной самоорганизующейся сети. Это связано с нестабильностью в организации передачи данных по радиоканалу, что вызывает битовые ошибки, в результате выявления которых сообщение отбрасывается, а также с тем, что отправка АЗН-В отчетов происходит только тогда, когда в таблице маршрутизации существует хотя бы одна запись о базовой станции. При этом данные записи добавляются в таблицу на основании получения широковещательного сетевого сообщения от базовой станции и имеют время жизни только в рамках данной таблицы. Таким образом, в случае, если ЛА не получал очередного сообщения от базовой станции, он автоматически перестает генерировать АЗН-В отчеты для передачи по сети [1].

Таблица 4.

Сценарий	TV11min, супер-фреймов	TV11max, супер-фреймов	V11, раз в супер-фрейм	V12	V21, сек	V22	Задержка, сек	Дост., %
1	4	8	1	0.1	1.0	0.75	8.4288	40.62
13.7348							50.56	
15.9755							49.27	

Исследуем возможность уменьшения показателя задержки передачи сообщения по сети и увеличения процента корректно доставляемых сообщений путём изменения конфигурационных параметров. Данные, полученные при изменении конфигурации приведены в табл. 5.

Таблица 5.

Сценарий	TV11min, супер- фреймов	TV11max, супер- фреймов	V11, раз в супер- фрейм	V12	V21, сек	V22	Задержка, сек	Дост., %
1	4	8	1	0.05	1.0	0.75	5.9309	49.35
2							7.3569	50.86
3							8.0962	51.02

Из сравнения данных в 4 и 5 таблицах следует, что выходные результаты измерений при уменьшении параметра V12 в 2 раза существенно изменяются при изменении исходной конфигурации. Уменьшилось среднее время продвижения сообщения по сети (задержка) и, в среднем, увеличился процент успешно доставленных сообщений. При этом, также увеличение процента доставленных сообщений для всех рассмотренных сценариев отражает ярко выраженную зависимость ситуационных условий развития сценариев перемещения ЛА гражданской авиации относительно базовых станций.

Таблица 6.

Сценарий	TV11min, супер- фреймов	TV11max, супер- фреймов	V11, раз в супер- фрейм	V12	V21, сек	V22	Задержка, сек	Дост., %
1	4	8	1	0.05	0.7	0.75	5.0837	51.26
2							6.3658	53.47
3							7.4346	51.82

В табл. 6 представлены результаты, полученные при отличных от рекомендуемых конфигурационных параметрах V12 и V21. Отметим уменьшение времени задержки продвижения пакета в среднем на 1 секунду относительно данных в табл. 5. Также важным показателем является наиболее равномерное распределение показателей качества обслуживания, как задержки, так и доли доставленных пакетов. Это свидетельствует об универсальности такой конфигурации для использования при различных сценариях передвижения ЛА. Сравнение данных результатов с полученными при рекомендуемых конфигурационных параметрах показано в табл. 7. Отметим уменьшение задержки продвижения сетевого сообщения практически в 2 раза при работе в рамках каждого из основных сценариев. Также, благодаря изменению конфигурационных параметров, был увеличен относительный показатель успешно доставленных сообщений.

Таблица 7.

Сценарий	Задержка (исх.), сек	Дост. (исх.), %	Задержка (получ.), сек	Дост. (получ.), %	Задержка (изменение), сек	Дост. (изменение), %
1	8.4288	40.62	5.0837	51.26	-3.3451	+10.64
2	13.7348	50.56	6.3658	53.47	-7.369	+2.91
3	15.9755	49.27	7.4346	51.82	-8.5409	+2.55

В представленных таблицах представлены выходные данные проведенных наиболее показательных симуляций, при этом, в ходе исследования, было выполнено более 100

экспериментов с различными входными параметрами. Таким образом, в результате проведения более 100 симуляций в рамках модели мобильной авиационной самоорганизующейся сети на основе VDL-4 был выявлен такой набор конфигурационных параметров для каждого узла сети (табл. 6), при использовании которого в основных сценариях показатели качества обслуживания выше, чем при использовании стандартных конфигурационных параметров.

Данный результат был достигнут вариацией каждого из конфигурационных параметров. Изменение параметров V11, TV11min и TV11max в ходе проведения экспериментов не повлекло за собой каких-либо значимых изменений. Это объясняется относительно небольшим количеством узлов в сценариях, а так как сетевое сообщение АЗН-В занимает 1 временной слот, равный 13.33 мс. и передаваемый один раз в минуту, то проблемы выбора слота при таких настройках могут начать возникать при значительно большем количестве узлов. Изменение параметра V22 в большую или меньшую сторону также не привело к улучшению параметров производительности.

Положительно на параметрах измерения производительности работы сети сказалось уменьшение значений параметров V12 и V21. Параметр V12 был уменьшен в 2 раза относительно рекомендуемого значения, а V21 был уменьшен с 1.0 до 0.7. Улучшение параметров качества обслуживания при уменьшении параметра V12 обусловлено тем, что каждому узлу требуется значительно меньшее время для поиска подходящего слота для передачи в диапазоне, который определяется комбинированным широкополосным и инкрементированным протоколом резервирования. Вместе с неполной загрузкой канального ресурса (количество свободных слотов в суперфрейме более 90% на протяжении работы каждого из сценариев) это даёт значительное уменьшение времени задержки продвижения по сети АЗН-В сообщения от ЛА к базовой станции.

В свою очередь, уменьшение параметра V21 также повлияло на уменьшение показателя задержки передачи сетевого АЗН-В и на увеличение процент доставленных сообщений. Благодаря, опять же, неполной загрузке канального ресурса, уменьшение задержки отправки первого сообщения при комбинированном широкополосном и инкрементированном резервировании приводит к увеличению производительности работы сети в ситуациях, которые регулярно возникают в реальных условиях работы АЗН-В систем в гражданской авиации. Резервирование слота для отправки сообщений какому-либо узлу производится при его наличии в настоящий момент в таблице соседей и следовательно, его доступности для передачи ему сообщения в радиоканале. При этом регулярно возникают ситуации, в результате которых два узла выходят из зоны радиовидимости друг друга, хотя в ближайшем интервале времени имеются зарезервированные временные слоты для передачи сообщения между ними и запись в таблице соседей продолжает существовать до истечения времени жизни данной записи. Таким образом, уменьшение параметра V21 при исследуемых сценариях позволяет наиболее корректно обработать данные ситуации.

Литература

1. Григорьев И. Д., Орлов В. Г., Анализ типов приложений в авиационной системе передачи данных. // «ИНФОКОМ-2016» / Труды Северо-Кавказского филиала Московского Технического Университета Связи и Информатики, 26-29 апреля 2016 г., часть I. - Ростов-на-Дону.: ПЦ «Университет» СКФ МТУСИ, 2016.
2. Кулаков М. С., Моделирование мобильной самоорганизующейся сети на базе ОВЧ ЛПД режима 4 / Сборник трудов X Международной отраслевой научно-технической конференции «Технологии информационного общества», 16-17 марта 2016, Москва,- М: ООО «ИД Медиа Паблишер», 2016 г.
3. Орлов В.Г., Фадеев А.Н., Протоколы маршрутизации в мобильных AD-НОС- сетях // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения/ Материалы Международной научно-технической конференции «INTERMATIC-2012», 3-7 декабря 2012

г., Москва./ Под.ред. академика РАН А.С.Сигова.- М.: МГТУ МИРЭА – ИРЭ РАН, 2012, часть 5.

4. *Григорьев И. Д., Орлов В. Г.*, Методы контроля качества обслуживания в мобильных самоорганизующихся сетях // *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения / Материалы Международной научно-технической конференции «INTERMATIC–2015», 1–5 декабря 2015 г., Москва. / Под ред. академика РАН А.С. Сигова. – М.: МИРЭА, 2015, часть 5.*