

Секция ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Оптимизация присвоения частот радиопередачам	183
А.А. Карпук	
Применение аппарата нечеткой логики при выборе маршрута передачи пакетного трафика	185
Е.Ю. Тихонова	
Имитационные модели цифровых систем фазовой синхронизации	187
С.А. Ганкевич	
Декодирование многократных ошибок не примитивными кодами Хемминга методом ужатия орбит.....	189
А.О. Олексюк, В.А. Липницкий	
Анализ математических моделей мобильных беспроводных самоорганизующихся сетей связи.....	191
В.В. Шаболтиев	
Устройство определения продуктов нелинейности в трактах передачи сигналов электросвязи.....	193
Е.К. Карпук, А.А. Пилушко	
Новый метод генерирования сигналов фазовой модуляции	195
В.А. Ильинков, Я.М. Ярков, А.В. Ильинкова	
Новый метод генерирования сигналов частотной модуляции	197
В.А. Ильинков, Я.М. Ярков, А.В. Ильинкова	
О решении задачи оптимизации присвоения частот радиопередачам	199
А.А. Карпук	
Новые типы модуляции в ВОСП, использующие волокно с сохранением поляризации	201
В.Н. Урядов, А.С. Зеленин	
Самоподобная структура задержки ожидания пакетов голосового трафика в буфере маршрутизатора	203
А.А. Бысов, Е.В. Машкин	
Методы самодиагностирования состояния телекоммуникационных сетей.....	205
В.П. Скибин, В.С. Волотка	
Применение рядов типа Чебышева – Маркова в цифровой обработке сигналов	207
Л.И. Майсеня	
Единый показатель оценки пропускной способности сетей связи различного назначения.....	209
В.Г. Мельник, А.В. Мельник	
Показатели оценки разведывательной защищенности узлов связи пунктов управления систем военной связи.....	211
В.Г. Мельник, К.А. Гавриленко	
Пути повышения эффективности систем голосовой аутентификации пользователей.....	213
О.Н. Файзулаева, И.Ш. Невлюдов	

Методы синхронизации в инфокоммуникационных сетях с асинхронным (пакетным) режимом передачи.....	215
Н.В. Тарченко	
Передача пакетного трафика в транспортных телекоммуникационных сетях с TDM.....	217
Н.В. Тарченко, О.Д. Чернухо	
Организация сети сотовой связи поколения 3G при использовании SELF-ORGANIZED NETWORKS	219
Г.А. Мошкарёв, В.Н. Мищенко	
Приоритизация трафика абонентов сети связи военного назначения.....	221
П.С. Чернявский, Г.Г. Меженцев	
Система стволовой радиосвязи соляной шахты	223
Н.Н. Исакович, М.И. Апанасов, А.И. Забеньков	
Обмен опытом преподавания телекоммуникационных дисциплин	225
И.И. Астровский, Г.Г. Меженцев, С.Н. Касанин	
Интерполяция в системах цифровой радиосвязи	227
А.Д. Антоненко	
Влияние пропускной способности канала на качество IP-телефонии.....	229
В.В. Мальшко, Н.В. Тарченко	
Передающий комплекс наземного цифрового телевизионного вещания	231
Э.Б. Липкович, В.В. Дриц, Т.А. Ермакова	
Системы условного доступа в сетях цифрового телевизионного вещания	233
Э.Б. Липкович, А.В. Левицкий	
Функциональная модель организации спутникового мультимедийного вещания и обмена информацией.....	235
Э.Б. Липкович, В.В. Дриц, Ф.Р. Джафаров	
Эффективность свёрточного кодирования в цифровых системах с многопозиционной модуляцией.....	237
Э.Б. Липкович, М. Буркова	
Оценка параметров электромагнитной совместимости сетей сотовой связи GSM 900/1800 и UMTS.....	239
П.Б. Плякин, В.Н. Мищенко	
Красота реперных множеств.....	241
В.К. Конопелько, В.А. Липницкий, Н.В. Спичекова	
Фотореалистическое моделирование ландшафтов при разработке алгоритмов анализа видео для БПЛА	243
К.А. Волков, И.И. Сиротко	
Способы скрытой передачи информации на основе хаотической синхронизации	245
О.И. Москаленко, А.А. Короновский, А.С. Павлов, Н.С. Фролов, А.Е. Храмов	
Разработка структуры распределенной системы управления ТКС на основе MAC	247
А.А. Горюнов, К.М. Руккас, К.А. Овчинников	
Линейная сложность алгебро-геометрических кодовых структур переменной скорости	249
В.В. Панькова, С.Б. Саломатин	
Расчёт показателей эффективности систем с многопозиционной модуляцией и свёрточным кодированием	251
Э.Б. Липкович, М. Буркова	
Методика анализа и оценки частотно-пространственных свойств дискретного лифтинг вейвлет-преобразования	253
Л.А. Руис, А.А. Борискевич, И.А. Борискевич	
Адаптивное сопровождение на основе статистической оценки параметров цели	255
И.А. Борискевич	

Самоорганизующаяся цифровая система пограничной радиосвязи	256
С.Л. Жданов, И.И. Забеньков, Н.Н. Исакович, Д.А. Еньков, Н.А. Меженин	
Цифровая радиосистема передачи команд оперативного управления ответственными объектами энергетики.....	259
И.И. Забеньков, Н.Н. Исакович, Д.А. Еньков, С.Л. Жданов, А.И. Забеньков, В.А. Нечасев	
Тенденции развития систем цифрового телевизионного вещания	261
А.П. Ткаченко, М.И. Зорько, Д.А. Хатьков	
Детальная классификация систем цифрового телевизионного вещания	263
А.П. Ткаченко, М.И. Зорько, Д.А. Хатьков	

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРИСВОЕНИЯ ЧАСТОТ РАДИОЛИНИЯМ

А.А. КАРПУК

*ОАО «АГАТ – системы управления», управляющая компания холдинга
«Геоинформационные системы управления»
пр. Независимости, 117, г. Минск, 220114, Республика Беларусь
A_Karpuk@yahoo.com*

Построена математическая модель задачи оптимизации присвоения рабочих частот радиолиниям по критерию минимизации уровня помех между радиосредствами, отличающаяся от известных математических моделей учетом всех возможных внеполосных и побочных излучений и каналов приема. Предложены приближенные алгоритмы решения задачи.

Ключевые слова: присвоение частот радиолиниям, электромагнитная совместимость.

В информационно-аналитических системах для оценки качества и оптимизации сетей радиосвязи после ввода в базу данных характеристик всех радиолиний (РЛ) проверяется возможность совместной работы этих РЛ на указанных рабочих частотах с учетом их электромагнитной совместимости и внешней электромагнитной обстановки. При невозможности совместной работы РЛ система предоставляет пользователю возможность оптимизации сетей радиосвязи, включая оптимизацию присвоения рабочих частот радиолиниям. Известно, что если учитывать помехи только по основным каналам излучения и приема, то задачу оптимизации присвоения рабочих частот РЛ можно свести к задаче раскраски графа, а если учитывать помехи только по основным и внеполосным каналам излучения и приема, то к задаче о коммивояжере [1]. Несмотря на то, что обе эти задачи являются NP – трудными, для их решения разработаны эффективные алгоритмы. Однако в реальных задачах оптимизации присвоения рабочих частот РЛ требуется учитывать также помехи по побочным каналам излучения и приема, в том числе по комбинационным и интермодуляционным каналам.

Автором построена математическая модель задачи оптимизации присвоения рабочих частот РЛ по критерию минимизации уровня помех между радиосредствами (РС), отличающаяся от известных математических моделей учетом всех возможных внеполосных и побочных излучений и каналов приема РС. РЛ, входящую в сеть радиосвязи, назовем простой, если в любой момент времени эта РЛ может работать только на одной частоте из некоторого числа $m_i \geq 1$ присвоенных частот, независимо от того, на каких частотах работают остальные РЛ сети радиосвязи. В работе [2] показано, что любую сеть радиосвязи, в состав которой входят симплексные РЛ, одноканальные и многоканальные дуплексные РЛ, одноканальные и многоканальные РЛ с псевдослучайным переключением частот можно свести к сети радиосвязи, состоящей только из простых РЛ. Если все РЛ сети радиосвязи простые, то РС любой РЛ могут создавать электромагнитные помехи только для РС других РЛ, причем уровни этих помех зависят только от характеристик и пространственного расположения РС двух РЛ и частот, на которых работают РЛ. РС любых двух простых РЛ могут создавать интермодуляционные электромагнитные помехи только для РС третьей простой РЛ, причем уровни этих помех зависят только от характеристик и пространственного расположения РС трех РЛ и частот, на которых работают РЛ.

В качестве целевой функции в математической модели задачи оптимизации присвоения частот РЛ прием минимизацию суммы штрафов за использование частот в

РЛ, за наличие и величину уровней электромагнитных помех между РС РЛ и за наличие и величину уровней интермодуляционных электромагнитных помех между РС РЛ. Введем матрицу $X = (x_{ij}), i = \overline{1, n}, j = \overline{1, m}$, элемент которой x_{ij} равен 1, если простой РЛ RL_i присвоена частота f_j , и равен 0 в противном случае. Тогда целевую функцию можно записать в виде

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m a_{ij} x_{ij} + \frac{1}{2} \sum_{i_1=1}^n \sum_{j_1=1}^m \sum_{i_2=1}^n \sum_{j_2=1}^m c_{i_1 j_1 i_2 j_2}^{(2)} x_{i_1 j_1} x_{i_2 j_2} + \\ + \frac{1}{6} \sum_{i_1=1}^n \sum_{j_1=1}^m \sum_{i_2=1}^n \sum_{j_2=1}^m \sum_{i_3=1}^n \sum_{j_3=1}^m c_{i_1 j_1 i_2 j_2 i_3 j_3}^{(3)} x_{i_1 j_1} x_{i_2 j_2} x_{i_3 j_3} \rightarrow \min.$$

В качестве ограничений в модели выступают требования о присвоении каждой простой РЛ $RL_i, i = \overline{1, n}$, ровно m_i частот:

$$\sum_{j=1}^m x_{ij} = m_i \text{ для всех } i = \overline{1, n}.$$

Следующую группу составляют ограничения на область значений параметров и переменных:

$$a_{ij} \geq 0, c_{i_1 j_1 i_2 j_2}^{(2)} \geq 0, c_{i_1 j_1 i_2 j_2 i_3 j_3}^{(3)} \geq 0, m_i \geq 1, x_{ij} \in \{0, 1\} \text{ для всех } \\ i = \overline{1, n}, j = \overline{1, m}, i_1 = \overline{1, n}, j_1 = \overline{1, m}, i_2 = \overline{1, n}, j_2 = \overline{1, m}, i_3 = \overline{1, n}, j_3 = \overline{1, m}.$$

Предложенная математическая модель названа многомерной задачей о назначениях с совместительством, поскольку отличается от классической задачи о назначениях тем, что одного претендента можно назначить на несколько должностей, и любое подмножество из двух или трех должностей может оказаться занятым претендентами, конфликтующими между собой. Эта задача является NP – трудной, поэтому для ее решения разработаны приближенные алгоритмы: жадный алгоритм и алгоритмы локального поиска в заданной окрестности [3]. В этих алгоритмах используются оценки электромагнитной совместимости любых двух и трех РС, работающих на заданных частотах. Вопросы вычисления этих оценок и поиска оптимальных рабочих частот для двух и трех РС рассмотрены в работах [4, 5]. Вычислительные эксперименты показали, что в реальных задачах оптимизации присвоения частот РЛ при достаточно высокой плотности РС различных РЛ и ограниченном частотном ресурсе жадный алгоритм крайне редко приводит к оптимальному решению. Зато детерминированный алгоритм локального поиска в 1 – окрестности и 2 – окрестности, начинающий работу с решения, полученного жадным алгоритмом, почти в 80% случаев находит оптимальное решение за приемлемое время. В остальных случаях найденное решение является достаточно близким к оптимальному решению.

Список литературы

1. Соловьев В.В. Методы оптимального присвоения частот. М. НПФ «Гейзер». 2001.
2. Карпук А.А. // Информатика. 2006. № 4 (12). С. 5–13.
3. Карпук А.А. // Информатика. 2008. № 2 (18). С. 5–13.
4. Карпук А.А. // Матер. междунар. научн. конф. «Современные проблемы математики, механики, информатики». Тула. 2007. С. 230–233.
5. Карпук А.А. // Современные проблемы информатизации в экономике и обеспечении безопасности: Сб. трудов. Вып. 15. Воронеж. 2010. С. 86–89.

ПРИМЕНЕНИЕ АППАРАТА НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ ПРИ ВЫБОРЕ МАРШРУТА ПЕРЕДАЧИ ПАКЕТНОГО ТРАФИКА

Е.Ю. ТИХОНОВА

*Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
rina2@tut.by*

В докладе приведены результаты имитационного моделирования многопараметрической маршрутизации, позволяющие оценить эффективность использования нового способа формирования интегральной метрики маршрутов при выборе пути передачи пакетов с использованием аппарата нечеткой логики.

Ключевые слова: маршрутизация, маршрут передачи, нечеткая логика, выбор маршрута, метрика маршрута, протокол маршрутизации.

Актуальной задачей в области построения телекоммуникационных систем является разработка адаптивных динамических способов маршрутизации пакетного трафика. Эффективное решение задачи маршрутизации в цифровой сети связи определяет высокие показатели ее работы в целом (задержка передачи пакета, вероятность доставки пакета).

При выборе маршрута необходимо учитывать следующие параметры состояния узлов и каналов связи: доступную пропускную способность на маршруте передачи данных, задержку передачи пакета на маршруте от узла источника до узла назначения, размер пакетного буфера узла, долю потерянных пакетов и др. Ввиду многофакторности принятие решения о выборе конкретного маршрута передачи либо нескольких маршрутов является довольно сложной задачей. Учет большего числа параметров позволяет адекватно реагировать на непредсказуемые изменения как в структуре сети, так в объеме передаваемого трафика.

Большинство протоколов маршрутизации учитывает малое количество параметров при оценке пригодности каналов связи и маршрутов передачи данных, что объясняется сложностью построения строгой многопараметрической математической модели алгоритма маршрутизации.

В докладе предложена модель блока маршрутизации на основе нечеткой логики, формирующего интегральный показатель (рейтинг) каждого из возможных маршрутов передачи на основе ряда параметров состояния узлов и каналов связи на маршруте [1]. Для работы блока на узле аккумулируются следующие данные: информация о количестве возможных маршрутов до всех узлов сети (в случае проактивного подхода, когда заблаговременно определяются маршруты до всех узлов сети) или до конкретного узла назначения (в случае реактивного подхода, когда поиск маршрута происходит по запросу); непосредственно сами определенные маршруты (полная последовательность промежуточных узлов или адрес выходного порта соответствующего маршрута); значения пяти характеризующих каждый маршрут параметров.

Для каждого возможного маршрута формируется интегральная метрика – рейтинг маршрута – которая определяет степень предпочтения данного маршрута до определенного узла назначения.

Анализ литературы показал, что использование для реализации данного блока нечеткой логики позволяет учитывать множество параметров состояния узлов и кана-

лов связи при этом не требуется построение точной математической модели [2, 3]. На рис. 1 представлена система нечеткого вывода для формирования рейтинга маршрута при пяти входных параметрах (количество переприемов до узла назначения, загруженность выходного пакетного буфера узла-отправителя в направлении данного маршрута, коэффициент использования каналов связи на маршруте, межконцевая задержка передачи пакета на маршруте, вероятность доставки пакета на маршруте).

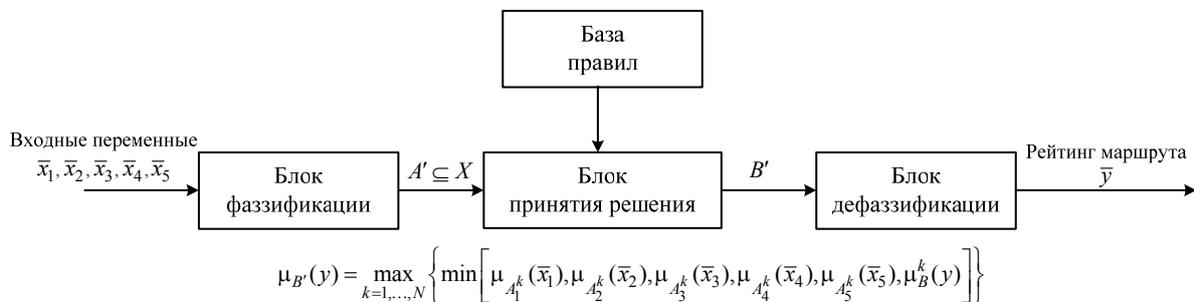


Рис. 1. Система нечеткого вывода для формирования рейтинга маршрута

При разработке имитационной модели процесса маршрутизации в сети с использованием блока формирования рейтинга маршрута на основе нечеткой логики использован пакет MatLab. Для оценки эффективности предложенного способа динамической многопараметрической маршрутизации разработана имитационная модель в пакете расширения SimEvents. Полученные результаты имитационного моделирования показали, что для сети с благоприятной помеховой обстановкой:

целесообразно использовать два параметра «количество переприемов» и «загруженность выходного буфера» с тремя или пятью термами каждой лингвистической переменной;

необходимо осуществлять учет загруженности буферной памяти для более рационального ее использования;

использовать динамическую многопараметрическую маршрутизацию, что позволит значительно улучшить показатели качества работы сети.

Все это обеспечит надежную передачу пакетов с вероятностью доставки, близкой к единице, при увеличении интенсивности входного трафика в 3,3 раза и повысит вероятность доставки на 10–20 % при увеличении интенсивности поступления входных пакетов более чем в 3,3 раза, а также снизит среднее время передачи пакета при достоверной доставке его по сети.

Периодический анализ состояния возможных маршрутов позволяет адекватно реагировать системе маршрутизации на увеличение нагрузки, изменения в топологии сети и рационально расходовать ресурсы сети, обеспечивая высокие показатели качества обслуживания. Детали реализации предложенного способа определяются режимом работы сети и предъявляемыми требованиями к показателям качества обслуживания. Данный подход может быть использован как для совершенствования старых протоколов маршрутизации, так и для разработки новых самостоятельных протоколов.

Список литературы

1. Тихонова Е.Ю., Мацкевич А.Н., Шаболтиев В.В. // Сб. науч. статей Воен. акад. РБ. 2011. № 20. С. 77–81.
2. Иванов Д. В. // Телекоммуникации. 2009. № 5. С. 13–18.
3. Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. М., 2007.

ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

С.А. ГАНКЕВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
gansa43@gmail.com*

Моделирование является эффективным инструментом исследования и проектирования сложных систем. В работе представлены результаты разработки имитационных моделей цифровых систем фазовой синхронизации с астатизмом первого и второго порядков с дискретным управлением фазой. Модели разработаны в системе Matlab с использованием пакета имитационного моделирования Simulink и с высокой степенью приближения отображают алгоритмы работы реальных систем.

Ключевые слова: фазовая синхронизация, имитационная модель, контур управления.

Схема имитационной модели цифровой системы фазовой синхронизации (ЦСФС) с астатизмом второго порядка в составе виртуального лабораторного стенда представлена на рис. 1.

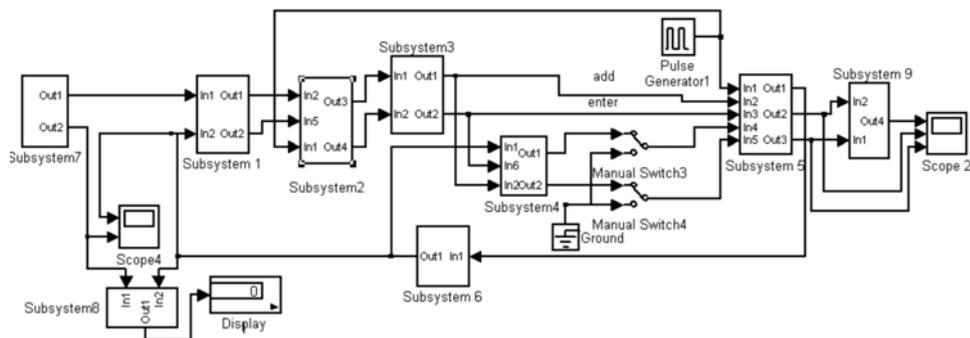


Рис. 1. Схема имитационной модели ЦСФС

Основные функциональные узлы ЦСФС выполнены в виде следующих подсистем: фазового дискриминатора (Subsystem 1), усредняющего устройства, выполненного в виде последовательного соединения реверсивного счетчика и двоичного элемента без сброса (Subsystem 2, 3), устройства добавления и исключения (УДИ) импульсов (Subsystem 5), делителя (Subsystem 6), интегратора (Subsystem 4), состоящего из реверсивного счетчика и преобразователя код-частота, и задающего генератора (Pulse Generator1). Формирование эталонного сигнала производится подсистемой 7 (Subsystem 7). Измерения ошибки слежения и переходной характеристики обеспечиваются устройствами, входящими соответственно в состав подсистем 8 и 9 (Subsystem 8, 9).

УДИ выполнено по схеме, приведенной на рис. 2. С целью исключения возможности совпадения во времени импульсов управления с импульсами задающего генератора при работе на предельной частоте переключения логических элементов, процесс добавления импульсов реализуется путем подачи очередного импульса генератора по соответствующему сигналу управления непосредственно на второй разряд делителя. С этой целью первый разряд делителя (триггер 1) включен в состав УДИ.

С помощью схемы коммутации, состоящей из элементов И 2, 3 и триггера 4, производится отключение выходов интегратора от входов УДИ при несовпадении знаков импульсов управления, поступающих с усредняющего устройства и интегратора. Таким образом, выход интегратора подключается к контуру управления только в том случае, если знаки интегральной и пропорциональной составляющих сигнала управления совпадают, что позволяет уменьшить величину перерегулирования и длительность переходного процесса и что может быть использовано в приложениях, где эти показатели являются определяющими.

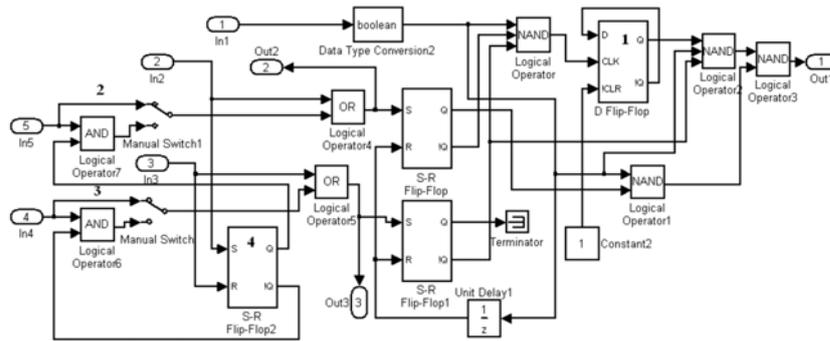


Рис. 2. Схема модели устройства добавления и исключения импульсов

Устройство для измерения переходной характеристики состоит из реверсивного счетчика, схемы формирования абсолютного значения числа и аналого-цифрового преобразователя. Принцип работы состоит в вычислении разности в числе импульсов, поступающих на входы добавления и исключения, и последующем цифро-аналоговом преобразовании результирующего двоичного кода числа. Работа устройства иллюстрируется временными диаграммами (рис. 3), снятыми с выходов измерителя переходной характеристики (1) и входов УДИ (2,3) моделей системы с астатизмом первого порядка (а), с астатизмом второго порядка (б) и с астатизмом второго порядка и коммутацией выходов интегратора по изложенному выше алгоритму (в).

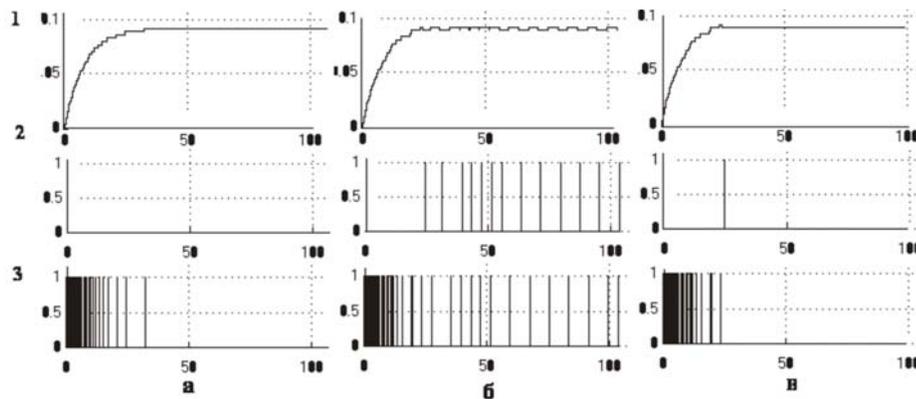


Рис. 3. Временные диаграммы

Астатизм первого порядка обеспечивается моделью (рис. 1) при отключении выходов интегратора от входов УДИ с помощью переключателей (Manual Switch).

Возможность оценки влияния помех на показатели качества системы реализована подачей на вход модели ЦФС эталонного сигнала через модель канала, включенно-го в состав подсистемы 7.

ДЕКОДИРОВАНИЕ МНОГОКРАТНЫХ ОШИБОК НЕ ПРИМИТИВНЫМИ КОДАМИ ХЕММИНГА МЕТОДОМ УЖАТИЯ ОРБИТ

А.О. ОЛЕКСЮК¹, В.А. ЛИПНИЦКИЙ²

¹Военная академия Республики Беларусь
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
Un_ami@mail.ru

²Военная академия Республики Беларусь
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
6358549@mail.ru

Защита информации в инфокоммуникационных системах играет очень большую и важную роль, данный вопрос, по своей степени важности, занимает одно из первых мест. Особое внимание уделяется не только конфиденциальности передаваемой информации, но и защиты ее от помех. Реальные каналы связи неизбежно содержат различного рода шумы и помехи, что значительно сказывается на точности и достоверности передаваемых данных.

Ключевые слова: коды Хемминга, G-орбиты, микропроцессор.

В реальных каналах связи передача информации осуществляется под влиянием разного рода помех и шумов. Для борьбы с ними в цифровых системах передачи информации используется введение избыточности в передаваемое сообщение. Данная идея воплотилась применением помехоустойчивых кодах в цифровых ТКС.

В настоящее время существует огромный спектр разнообразных помехоустойчивых кодов. В современных информационно-коммуникационных системах (ИКС) наиболее применением класс линейных кодов. Характерными представителями линейных кодов являются коды Хемминга. Данные коды широко применяются в материнских платах, используются в пейджинговой, сотовой, космической связи [1-4].

По своей структуре коды Хемминга можно разделить на два основных класса: примитивные и не примитивные. Примитивные имеют завершенную теорию, четкую структуру и массовое применение. Не примитивные – остались за пределами приложений.

Данный доклад посвящен изучению требуемых кодов в классе не примитивных кодов Хемминга.

Применяемые в практике помехоустойчивого кодирования коды Хемминга задаются над полями Галуа (как правило, характеристика поля равна двум), то есть над полями $GF(2^m)$, $m > 2$. Длина n кода Хемминга является делителем числа $2^m - 1$ (при $n = 2^m - 1$ код Хемминга называют примитивным) [2]. При этом m минимально в том смысле что n не может быть делителем числа $2^\mu - 1$ для $\mu < m$. Мы рассматриваем циклические коды Хемминга задаваемые проверочной матрицей:

$$\bar{H} = (\beta^i)^T. \quad (1)$$

Здесь $\beta = \alpha^\mu$ для $\mu = (2^m - 1) / n$ и примитивного элемента α поля Галуа $GF(2^m)$.

На сегодняшний день единственным реальным методом коррекции ошибок, кратность которых превосходит конструктивные возможности кода, является перестановочный метод, метод орбит [2]. В [2] основной упор делается на Γ -орбиты.

В данной работе Γ -орбиты объединяются в более крупные G -орбиты, содержащие, как правило, по mn векторов. Работа с G -орбитами, фактически, сжимает в mn раз информацию о корректируемых ошибках.

Разработан общий метод сжатия орбит ошибок не примитивного кода Хемминга. Предварительно составляется список 1 образующих G -орбит и значений их синдромов декодируемой совокупности K_t . Действующая ИКС, приняв очередное сообщение \bar{x} , вычисляет его синдром ошибок $S(\bar{x})$. Если $S(\bar{x}) = 0$, то сообщение не содержит ошибок и является правильным. Если же $S(\bar{x}) \neq 0$, то \bar{x} подлежит коррекции, так как содержит неизвестную вектор-ошибку \bar{e} . Для нахождения этой вектор-ошибки полученный синдром $S(\bar{x})$ в двоичном виде и преобразуется по модулю $(2^m - 1)/n$, также значение $S(\bar{x})$ делится $(2^m - 1)/n$ и округляется до целого значения в большую сторону, округленное число t будет определять сдвиг начального местоположения ошибки в Γ -орбите. Далее преобразованное значение $S(\bar{x})^*$ по модулю $(2^m - 1)/n$ складывается само с собой r раз до того момента пока не совпадет с одним из значений указанных в списке 1, это означает, что искомая вектор-ошибка \bar{e} принадлежит G -орбите, порожденной вектором \bar{e}^* из данного списка. Далее вектор \bar{e}^* в обратном порядке сдвигаем на r и t позиций, таким образом однозначно определяем вектор \bar{e} .

Реализация метода сжатия Γ -орбит ошибок для конкретных кодов на конкретных длинах имеет индивидуальные особенности, так как зависит от кратности исправляемых ошибок и мощности многообразия K_t этих ошибок.

Список литературы

1. *MacWilliams, F.J.* The Theory of Error-Correcting Codes/ F.J. MacWilliams, N.J.A. Sloane // North-Holland Mathematical Library. –1977. –Vol.16. – 762 p.
2. *Липницкий В.А., Конопелько В.К.* Норменное декодирование помехоустойчивых кодов и алгебраические уравнения/ В.А. Липницкий, В.К. Конопелько. – Мн.: Издат. Центр БГУ, 2007. – 216с.
3. *Конопелько, В.К.* Теория прикладного кодирования Том 1/ В.К. Конопелько [и др.]; под общ. ред. В.К. Конопелько. – Минск: БГУИР, 2004. – 288 с.
4. *Конопелько, В.К.* Теория прикладного кодирования Том 2/ В.К. Конопелько [и др.]; под общ. ред. В.К. Конопелько. – Минск: БГУИР, 2004. – 400 с.

АНАЛИЗ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ МОБИЛЬНЫХ БЕСПРОВОДНЫХ САМООРГАНИЗУЮЩИХСЯ СЕТЕЙ СВЯЗИ

В.В. ШАБОЛТИЕВ

*Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
enliven001@mail.ru*

В докладе представлены подходы к моделированию мобильной беспроводной самоорганизующейся сети связи, отражены взаимосвязи между различными составляющими ее математической модели.

Ключевые слова: протокол автоконфигурации, мобильная беспроводная самоорганизующаяся сеть, одноранговая сеть, сетевая топология, кластеризация.

При создании и адаптации существующих протоколов автоконфигурации и маршрутизации к особенностям функционирования мобильных беспроводных самоорганизующихся сетей (МБСС), получивших широкое распространение в гражданской и военной сферах, выбор и обоснование математической модели мобильной беспроводной сети является ключевым этапом.

Мобильная беспроводная самоорганизующаяся сеть в общем случае представляет собой одноранговую сеть, состоящую из однотипных узлов, взаимодействующих между собой по беспроводным каналам связи. Большой популярностью пользуется представление МБСС в виде графа $G = (V, E)$, как частный случай – в евклидовом пространстве. Множество V отражает совокупность узлов сети, а множество E содержит совокупность ребер между двумя любыми узлами сети, связь между которыми может быть установлена напрямую (без посредников или ретрансляций). Согласно [1], данный подход обладает значительной гибкостью и позволяет строить модели разного уровня сложности при необходимости учета особенностей различных уровней сети, включая физический и уровень доступа, учитывая те же коммуникационные возможности сети.

Сетевая топология МБСС может быстро и непредсказуемо изменяться вследствие изменения количества узлов, взаимного перемещения узлов, ограниченной и изменяющейся протяженности каналов связи, относительно низкой помехоустойчивости каналов связи и других факторов. Поэтому важной задачей является определение подходящей топологии, на основе которой будут применимы высокоуровневые протоколы. Степень пригодности топологии оценивается по нескольким критериям, включая связность, энергетическую эффективность и мобильность.

Среди моделей связности одной из наиболее простых является граф окружностей единичного радиуса. В ней не учитывается наличие помех и препятствий, качество связи между узлами, что делает ее непригодной для построения алгоритмов управления топологией при многоскачковых связях. Расширение возможностей графа единичных окружностей по моделированию вероятностных связей между соседними узлами (частично учитывается наличие препятствий) присуще графу квазиединичных окружностей [1]. Следующей относительно простой моделью МБСС может служить неориентированный граф. Случайное расположение двухсторонних связей и невозможность использования геометрических свойств сети сильно ограничивают ее применение при моделировании реальных сетей, так как требуют построения более сложных алгоритмов.

Поведение гетерогенной мобильной беспроводной сети, узлы которой имеют различную дальность передачи, может быть учтено при помощи ориентированного графа. Взвешенный граф позволяет моделировать сети, в состав которых входят узлы, отличающиеся по своим вычислительным и коммуникационным возможностям, устанавливающим между собой каналы связи с различной пропускной способностью. Весом могут обладать вершины (узлы) и ребра (линии связи). Взвешенный граф может быть как ориентированным, так и неориентированным.

При разработке графовой модели реальной сети необходимо учитывать тот факт, что связность узлов в беспроводной сети, то есть наличие ребра между двумя вершинами графа, в большой мере определяется характером распространения радиоволн и интерференцией сигналов. В общем случае модели, описывающие с высокой точностью распространение радиоволн, являются очень сложными и строятся для конкретной области пространства. Обычно для анализа функционирования сети применяют упрощенные модели, учитывающие, например, только зависимость уровня сигнала от расстояния или использующие только ограниченное число лучей (обычно два) при многолучевом распространении радиоволн. Модели интерференции обычно накладываются на модели связности или рассматриваются параллельно.

Важен правильный выбор топологии для разрабатываемых алгоритмов высокого уровня. На рис. 1 приведены основные модели управления топологией [1].

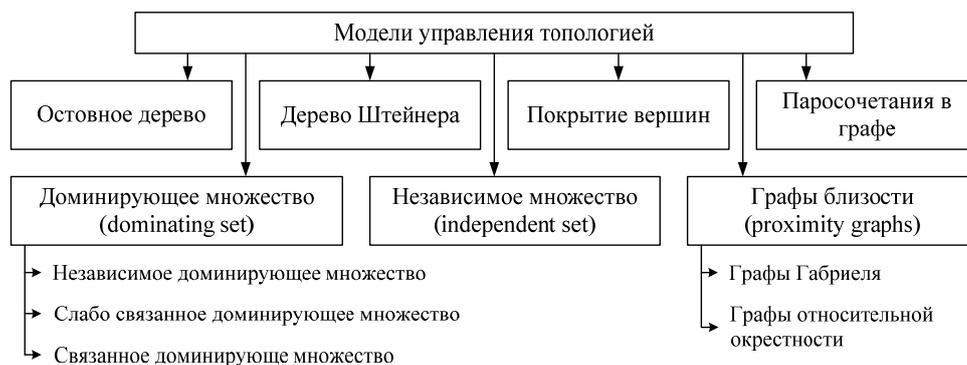


Рис. 1. Модели управления топологией

Взаимное перемещение узлов накладывает дополнительные требования к разрабатываемым протоколам МБСС, поэтому его необходимо учитывать при разработке общей модели сети. Выделяют три основные модели движения узлов в МБСС [1]: модель случайного пункта назначения, модели случайного направления, модель Гаусса – Маркова.

Проведенный обзор показал, что основой для анализа и синтеза протоколов автоконфигурации и маршрутизации МБСС военного назначения, использующих идею кластеризации сети, являются математические модели управления топологией. Наиболее подходящими являются модели доминирующего множества. Алгоритм формирования кластеров должен выполняться распределенно всеми узлами сети. Наложение модели доминирующего множества на модель связности, принимающую во внимание геометрические свойства сети (геометрический случайный граф с логнормальной радиомоделью и протокольной моделью интерференции), позволит с достаточной степенью точности отразить физические свойства реальной сети. В качестве модели движения достаточно будет использовать модель случайного пункта назначения.

Список литературы

1. *Erciyes K. et al. // Book Chapter. 2010. P. 134–168.*

УСТРОЙСТВО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОДУКТОВ НЕЛИНЕЙНОСТИ В ТРАКТАХ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

Е.К. КАРПУК, А.А. ПИЛЮШКО

*Военная академия Республики Беларусь
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
kek777@mail.ru*

Повышение помехозащищенности цифровых систем передачи является одной из важнейших задач, решаемых специалистами в области телекоммуникаций. В связи с этим большой интерес представляет измерительная техника, которая применяется для анализа систем передачи на предмет защищенности от любого вида помех, в том числе от помех нелинейного происхождения.

Ключевые слова: устройство определения продуктов нелинейности, характеристика преобразования, сигнал пилообразной формы, функциональный преобразователь.

В настоящее время в современных системах передачи широко используются цифровые способы обработки и передачи сигналов (например, OFDM). Это позволяет обеспечить высокую помехозащищенность систем передачи, от величины которой зависят другие не менее важные технико-экономические показатели – пропускная способность и дальность связи. Так как сигнал OFDM является групповым, то при прохождении через нелинейное устройство в нем появятся нелинейные искажения и помехи нелинейного происхождения (продукты нелинейности), которые окажут влияние на все вышеназванные показатели. Поэтому на всех этапах развития цифровых систем передачи (ЦСП) с OFDM сохраняется актуальность борьбы с продуктами нелинейности. Важно отметить, что эффективность борьбы с продуктами нелинейности зависит от точности их определения. В предыдущих публикациях [1] авторами аналитически рассмотрены наиболее распространенные методы определения продуктов нелинейности на выходе функционального преобразователя (ФП) или тракта прохождения сигнала (ТПС). Данные методы не обладают достаточной универсальностью и не позволяют дать всестороннюю и строгую оценку ФП, особенно в тех случаях, когда характеристики преобразования (ХП) этих устройств описываются сложными (не монотонными, а, например, кусочно-линейными) функциями. С целью устранения вышеназванных недостатков авторами был предложен новый универсальный метод определения продуктов нелинейности [2].

Для практической реализации данного метода предлагается устройство определения продуктов нелинейности, представленное на рис. 1.

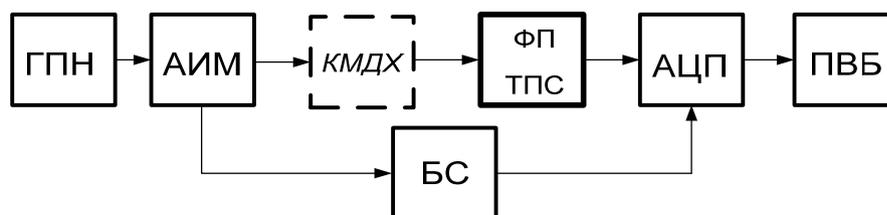


Рис. 1. Устройство определения продуктов нелинейности

Устройство состоит из следующих элементов: генератора пилообразного напряжения (ГПН), амплитудно-импульсного модулятора (АИМ), исследуемого ФП/ТПС, аналого-цифрового преобразователя (АЦП), программно-вычислительного блока (ПВБ), блока синхронизации (БС). В случаях, когда необходимо провести коррекцию исследуемого ФП/ТПС, устройство может содержать еще один структурный элемент – корректор мгновенной динамической характеристики (КМДХ).

Принцип работы устройства определения продуктов нелинейности заключается в следующем: с выхода ГПН поступает последовательность пилообразных импульсов на АИМ, работающий с тактовой частотой в N раз ($N \gg 1$) большей, чем частота следования импульсов «пилы». Следует отметить, что чем больше будет частота амплитудно-импульсного модулятора, тем точнее будут результаты в определении продуктов нелинейности. После прохождения через АИМ каждый импульс «пилы» (рис. 2) представляет собой совокупность отдельных, равноотстоящих друг от друга временных отсчетов, причем каждый последующий отсчет выше предыдущего на некоторую постоянную величину $\Delta = (U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}}) / N$ (шаг квантования).

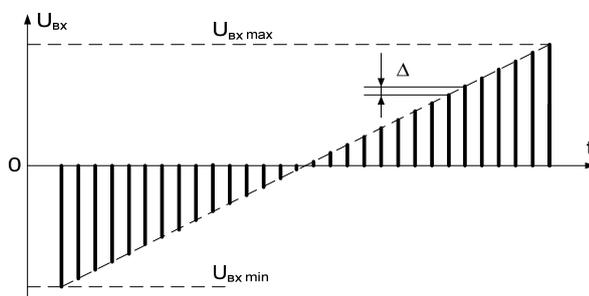


Рис. 2. Испытательный сигнал типа «пила»

Далее полученный сигнал подается на вход ФП/ТПС, с выхода которого поступает на многоуровневый АЦП, предназначенный для получения множества откликов анализируемого ТПС на каждый отсчет входного сигнала. За счет использования БС каждый отклик при этом соответствует входному отсчету с точностью до номера такта. После прохождения через АЦП сигнал, пропорциональный ХП исследуемого ФП/ТПС поступает в ПВБ, реализующий его цифровую обработку. Цифровая обработка включает в себя программное выполнение операций согласно алгоритма, представленного в [2].

Таким образом, предлагаемое устройство обеспечивает определение с высокой точностью продуктов нелинейности на выходе ФП/ТПС с ХП сложной («негладкой») формы при полигармоническом и/или модулированном входном воздействии. При этом не требуется проводить многочисленные и трудоемкие натурные эксперименты по определению продуктов нелинейности в случае изменения параметров входного сигнала с использованием дорогостоящего измерительного оборудования. Также следует отметить, что для цифровой обработки используется стандартное программное обеспечение по расчету коэффициентов Фурье и функций Бесселя.

Список литературы

1. Карпук Е.К., Васильев А.Д. // Тез. докл. междунар. ВНК «Современная военнотехническая политика: проблемы и перспективы». Минск, 21-22 марта 2013. С. 187.
2. Карпук Е.К., Пилюшко А.А. // Матер. VII междунар. НТК «Современные средства связи». Минск, 16-18 октября 2012. С. 50.

НОВЫЙ МЕТОД ГЕНЕРИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

В.А. ИЛЬИНКОВ¹, Я.М. ЯРКОВ², А.В. ИЛЬИНКОВА³

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kafctk@bsuir.by

²ОАО “АГАТ-СИСТЕМ – управляющая компания холдинга “Системы связи и управления”
ул. Ф. Скорины, 51, г. Минск, 220141, Республика Беларусь
yaroslayarkov@mail.ru

³ИП “АйБиЭй АйТи Парк”
ул. М. Богдановича, 155А, г. Минск, 220040, Республика Беларусь
anna.ilyin@gmail.com

Разработан новый метод генерирования сигналов фазовой модуляции (ФМ), который, по сравнению с известными, обеспечивает практически предельную линейность статической модуляционной характеристики. Синтезирована структура устройства, реализующего предлагаемый метод.

Ключевые слова: сигнал, генерирование, модуляция, метод, устройство, частота, фаза, нестабильность.

Важной для телекоммуникаций, радиоэлектроники и измерительной техники является проблема генерирования сигналов фазовой модуляции (ФМ). Она решается известным методом, суть которого состоит в следующем [1].

Формируется входной модулирующий сигнал $U_1(t)$ с диапазоном мгновенных значений от $U_{1.MIN}$ до $U_{1.MAX}$. Сигнал $U_1(t)$ линейно преобразуется в сигнал $U_2(t) = bU_1(t) + U_0$ ($b = Const$) с диапазоном мгновенных значений от $U_{2.MIN}$ до $U_{2.MAX}$ ($U_{2.MIN} \geq 0, U_{2.MAX} \leq 2U_0$). Выполняется пошаговое преобразование сигнала $U_2(t)$ во множество A n -разрядных двоичных чисел a_k ($k = 1, 2, 3, \dots$), соответствующих отсчетным значениям $U_2(t_k)$ сигнала $U_2(t)$ в последовательные моменты $t_k = k \cdot \Delta t$ времени. Функциональными преобразованиями $F_C(x) = \cos x$ и $F_S(x) = \sin x$ двоичных чисел a_k формируются множество A_C двоичных чисел $a_{C,k}$ и множество A_S двоичных чисел $a_{S,k}$, которые преобразуются в сигналы соответственно $U_{3C}(t) = \cos(U_2(t))$ и $U_{3S}(t) = \sin(U_2(t))$. Формируются стабильные ортогональные опорные колебания $U_{0C}(t) = A \cos \omega_0 t$ и $U_{0S}(t) = A \sin \omega_0 t$. С использованием операций перемножения и суммирования образуется выходной сигнал ФМ $U_{\Phi M}(t) = U_{3C}(t) \cdot U_{0S}(t) + U_{3S}(t) \cdot U_{0C}(t)$ на несущей частоте $f_0 = 1/\Delta t$.

Известный метод позволяет генерировать сигналы ФМ в широком диапазоне несущих частот f_0 . Однако он обладает существенным недостатком: обеспечивает относительно невысокую линейность статической модуляционной характеристики.

Для устранения отмеченного недостатка известного метода предлагается новый метод генерирования сигналов ФМ [2]. Он характеризуется следующей последовательностью операций.

Вычисляется множество G z -разрядных двоичных чисел g_i ($i = 0, 1, 2, \dots, R$; $i = 0, 1, 2, \dots, R$; $R = r \cdot 2^{n-m} - 1$; $r \leq 2^m$; $0 < m < n$), соответствующих отсчетным значениям $F(x_i)$ функции $F(x) = \cos^2 x$ в точках $x_i = i\pi/(R+1)$. Множество G чисел g_i записывается по соответствующим адресам $h_i = 0, 1, 2, \dots, R$ адресного множества H . Входной модулирующий сигнал $U_1(t)$ с диапазоном мгновенных значений от $U_{1.MIN}$ до $U_{1.MAX}$ преобразуется в сигнал

$$U_2(t) = bU_1(t) + U_0 \quad (1)$$

(b – постоянный безразмерный коэффициент, U_0 – постоянное опорное напряжение) с диапазоном мгновенных значений

$$0 \leq U_2(t) \leq R \cdot \Delta U \quad (2)$$

(ΔU – шаг квантования) от $U_{2.MIN}$ до $U_{2.MAX}$ ($U_{2.MIN} \geq 0, U_{2.MAX} < 2U_0$). Выполняется пошаговое преобразование сигнала $U_2(t)$ во множество A n -разрядных двоичных чисел a_k ($k = 1, 2, 3, \dots$), соответствующих отсчетным значениям $U_2(t_k)$ сигнала $U_2(t)$ в последовательные моменты $t_k = k \cdot \Delta t$ времени. В каждый момент t_k времени вычисляется текущий адрес

$$c_k = \begin{cases} d_k, & d_k \leq R \\ d_k - R - 1, & d_k > R \end{cases} \quad (d_k = a_k + k \cdot 2^{n-m}) - \quad (3)$$

число в n -разрядной двоичной системе исчисления. Считыванием по текущему адресу c_k ($c_k \in H$) соответствующего элемента множества G образуется множество B z -разрядных двоичных чисел b_k ($k = 1, 2, 3, \dots$). Множество B чисел b_k преобразуется в выходной сигнал ФМ на несущей частоте

$$f_0 = 1/(r \cdot \Delta t). \quad (4)$$

Очевидно, предлагаемый метод отличается от известного введением новых операций: вычисление и запоминание множества G чисел g_i ; вычисление текущего адреса c_k ; образование множества B двоичных чисел b_k ; преобразование множества B чисел b_k в выходной сигнал ФМ на несущей частоте $f_0 = 1/(r \cdot \Delta t)$.

Синтезирована структура устройства, реализующего предлагаемый метод. Последующий количественный анализ установил следующее [2].

В предлагаемом методе линейность статической модуляционной характеристики определяется точностью аппаратной реализации закона изменения мгновенной фазы $\Phi_{ФМ}(t)$. Эта точность зависит от погрешности квантования сигнала $U_2(t)$, которая не превышает величины $\Delta U/2$ (ΔU – шаг квантования) и применительно к современным многоразрядным АЦП имеет предельно малое значение. В результате предлагаемый метод генерирования сигналов ФМ, по сравнению с известными, обеспечивает практически предельную линейность статической модуляционной характеристики, что позволяет использовать его для генерирования сигналов аналоговой и цифровых видов (включая многопозиционные) ФМ.

Список литературы

[1] *Patent 5091705 US, Int. Cl.⁵ H 03 C 3/00. FM modulator/ Yonejiro Hiramatsu, Shunichi Satou; Sharp Kabushiki Kaisha, Japan.*

[2] *Патент 16620 С1 ВУ, МПК (2006.01) H 03 C 3/00. Способ генерирования фазомодулированного электрического сигнала / В.А. Ильинков, Я.М. Янков, А.В. Ильинкова; Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники.*

НОВЫЙ МЕТОД ГЕНЕРИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

В.А. ИЛЬИНКОВ¹, Я.М. ЯРКОВ², А.В. ИЛЬИНКОВА³

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kafctk@bsuir.by

²ОАО “АГАТ-СИСТЕМ – управляющая компания холдинга “Системы связи и управления”
ул. Ф. Скорины, 51, г. Минск, 220141, Республика Беларусь
yaroslavyarkov@mail.ru

³ИП “АйБиЭй АйТи Парк”
ул. М. Богдановича, 155А, г. Минск, 220040, Республика Беларусь
anna.ilyin@gmail.com

Разработан новый метод генерирования сигналов частотной модуляции (ЧМ), который, по сравнению с известными, одновременно обеспечивает: предельные относительную ширину и линейность статической модуляционной характеристики; высокую стабильность несущей частоты модулированных сигналов, равную стабильности кварцевого генератора; возможность модуляции (сверх)широкополосными сигналами; возможность генерирования сетки частот и их сверхбыстрой перестройки. Синтезирована структура устройства, реализующего предлагаемый метод.

Ключевые слова: сигнал, генерирование, модуляция, метод, устройство, частота, фаза, нестабильность.

Важной для телекоммуникаций, радиоэлектроники и измерительной техники является проблема генерирования сигналов ЧМ. При ее решении, учитывая внедрение цифровых технологий, все шире применяют известный метод [1], основанный на использовании свойств системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Известный метод обладает следующими существенными недостатками: имеет невысокую линейность и малую относительную ширину статической модуляционной характеристики; обеспечивает относительно невысокую стабильность несущей частоты ЧМ сигналов; имеет малую верхнюю граничную частоту модулирующих сигналов.

Для устранения отмеченных существенных недостатков известного метода предлагается новый метод генерирования сигналов ЧМ [2]. Он характеризуется следующей последовательностью операций.

Вычисляется множество G z -разрядных двоичных чисел g_i ($i = 0, 1, 2, \dots, R$; $R = r \cdot 2^{n-1} - 1$; $n > 0$; $0 < r \leq 2^m$; $m > 0$), соответствующих отсчетным значениям $F(x_i)$ функции $F(x) = \cos^2 x$ в точках $x_i = ip\pi/(R+1)$ ($p \geq 1$). Множество G чисел g_i запоминается по соответствующим адресам $h_i = 0, 1, 2, \dots, R$ адресного множества H . Входной модулирующий сигнал $U_1(t)$ с диапазоном мгновенных значений от $U_{1.MIN}$ до $U_{1.MAX}$ преобразуется линейно в сигнал

$$U_2(t) = bU_1(t) + U_0 \quad (1)$$

с диапазоном мгновенных значений от $U_{2.MIN}$ до $U_{2.MAX}$ ($U_{2.MIN} \geq 0, U_{2.MAX} < 2U_0$). Выполняется пошаговое преобразование сигнала $U_2(t)$ во множество A n -разрядных

двоичных чисел a_k ($k=1, 2, 3, \dots$), соответствующих отсчетным значениям $U_2(t_k)$ сигнала $U_2(t)$ в последовательные моменты $t_k = k \cdot \Delta t$ времени. В каждый момент t_k времени вычисляется текущий адрес

$$c_k = \begin{cases} d_k, & d_k \leq R \\ d_k - R - 1, & d_k > R \end{cases} \quad (d_k = \sum_{j=0}^{k-1} a_{k-j}). \quad (2)$$

Считыванием по текущему адресу c_k ($c_k \in H$) соответствующего элемента множества G образуется множество B z -разрядных двоичных чисел b_k ($k=1, 2, 3, \dots$). Множество B чисел b_k преобразуется в выходной сигнал ЧМ на несущей частоте

$$f_0 = p/(r \cdot \Delta t). \quad (3)$$

Синтезирована структура устройства, реализующего предлагаемый метод. Последующий количественный анализ установил следующее [2].

Устройство можно использовать в качестве синтезатора частот в диапазоне $0 \leq f_r \leq 2f_0 - F$ с шагом $F = f_0/2^{n-1}$. По сравнению с синтезаторами на основе системы ФАПЧ, время перестройки (с одной частоты на другую) составляет всего шаг Δt дискретизации, то есть на несколько порядков меньше. Относительная нестабильность несущей частоты f_0 генерируемых ЧМ сигналов равна аналогичной колебаний высокостабильного генератора опорных колебаний. Такую же относительную нестабильность имеет генерируемое колебание на любой частоте ($f_0 + lF$) в случае применения устройства в качестве синтезатора. Мгновенная частота $f(t)$ ЧМ сигналов может изменяться в диапазоне $0 \leq f(t) \leq 2f_0 - F$, что соответствует девиации $f_d = f_0$ и относительной ширине статической модуляционной характеристики $E = f_d/f_0 = 1$. Линейность последней определяется погрешностью квантования сигнала $U_2(t)$, которая не превышает половины шага квантования и применительно к современным многоразрядным АЦП имеет предельно малое значение. Верхняя граничная частота F_B модулирующего сигнала равна $F_B = rf_0/3p$, то есть сравнима с несущей частотой f_0 модулированного ЧМ сигнала.

Таким образом, предлагаемый метод генерирования сигналов ЧМ, по сравнению со всеми известными, одновременно обеспечивает: предельную относительную ширину и практически предельную линейность статической модуляционной характеристики; высокую стабильность несущей частоты модулированных сигналов, равную стабильности кварцевого генератора; возможность модуляции широкополосными и сверхширокополосными сигналами; возможность генерирования сетки частот и их сверхбыстрой перестройки. Поэтому областью его возможного применения являются не только телекоммуникационные и измерительные системы, но также системы специального назначения: системы связи с постоянно перестраиваемой рабочей частотой; радиолокационные системы; системы постановки широкополосных и узкополосных помех (системы подавления радиосредств).

Список литературы

- [1] *Patent 4562414 US*, Int. Cl.⁴ H 03 C 3/00. Digital frequency modulation system and method/ Donald L. Linder, William R. Murphy; Motorola, Inc.
- [2] *Патент 16619 C1 BY*, МПК (2006.01) H 03 C 3/00. Способ генерирования частотно-модулированного электрического сигнала / В.А. Ильинков, Я.М. Ярков, А.В. Ильинкова; Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники.

О РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ ПРИСВОЕНИЯ ЧАСТОТ РАДИОЛИНИЯМ

А.А. КАРПУК

*ОАО «АГАТ – системы управления», управляющая компания холдинга
«Геоинформационные системы управления»
пр. Независимости, 117, г. Минск, 220114, Республика Беларусь
A_Karpuk@yahoo.com*

Рассматриваются приемы уменьшения времени решения задачи оптимизации присвоения частот радиолиниям по критерию минимизации уровня помех между радиосредствами. Приемы основаны на предварительном определении критичных пар и троек радиосредств, а также предварительном построении функций, описывающих зависимости уровней прогнозируемых помех различных типов от величины ослабления сигнала между радиосредствами.

Ключевые слова: присвоение частот радиолиниям, электромагнитная совместимость.

В работе [1] построена математическая модель задачи оптимизации присвоения рабочих частот радиолиниям (РЛ) по критерию минимизации уровня помех между радиосредствами (РС). В работе [2] показана NP – трудность этой задачи и разработаны приближенные алгоритмы ее решения: жадный алгоритм и алгоритмы локального поиска в заданной окрестности. В математической модели и алгоритмах используются два массива оценок:

четырёхмерный массив $C^{(2)} = (c_{i_1 j_1 i_2 j_2}^{(2)})$, $i_1 = \overline{1, n}$, $j_1 = \overline{1, m}$, $i_2 = \overline{1, n}$, $j_2 = \overline{1, m}$, элемент которого $c_{i_1 j_1 i_2 j_2}^{(2)} \geq 0$ равен штрафу за наличие и величину уровней электромагнитных помех, создаваемых друг другу РС простых РЛ RL_{i_1} и RL_{i_2} при условии, что РЛ RL_{i_1} присвоена частота f_{j_1} , а РЛ RL_{i_2} – частота f_{j_2} ;

шестимерный массив $C^{(3)} = (c_{i_1 j_1 i_2 j_2 i_3 j_3}^{(3)})$, $i_1 = \overline{1, n}$, $j_1 = \overline{1, m}$, $i_2 = \overline{1, n}$, $j_2 = \overline{1, m}$, $i_3 = \overline{1, n}$, $j_3 = \overline{1, m}$, элемент которого $c_{i_1 j_1 i_2 j_2 i_3 j_3}^{(3)} \geq 0$ равен штрафу за наличие и величину уровней интермодуляционных электромагнитных помех, создаваемых друг другу РС простых РЛ RL_{i_1} , RL_{i_2} и RL_{i_3} при условии, что РЛ RL_{i_1} присвоена частота f_{j_1} , РЛ RL_{i_2} – частота f_{j_2} , а РЛ RL_{i_3} – частота f_{j_3} .

В информационно-аналитических системах для оценки качества и оптимизации сетей радиосвязи количество анализируемых РЛ n может достигать 10000, количество частот для присвоения m имеет порядок 100000, а общее количество РС может достигать 50000. В этих условиях непосредственное вычисление оценок $c_{i_1 j_1 i_2 j_2}^{(2)}$ и $c_{i_1 j_1 i_2 j_2 i_3 j_3}^{(3)}$ для всех пар и троек РС, принадлежащих разным РЛ, приводит к значительному увеличению времени решения задачи при увеличении n и m . В докладе рассмотрены приемы, позволяющих получить решение задачи за допустимое время для больших n и m .

Первый прием состоит в предварительном определении критичных пар РС для каждой пары РЛ. Пара РС «передатчик РЛ1 – приемник РЛ2» считается критичной по условиям электромагнитной совместимости (УЭМС) типов 1, 6, 7, 9 из [1], если в этих РЛ нет другой пары «передатчик РЛ1 – приемник РЛ2» таких же типов с большим зна-

чением величины $P_{12}^{1,6,7,9} = P_1 - L_{12} - E_2 - \Delta P_2 + Z_2$, где $P_{12}^{1,6,7,9}$ – максимальная величина уровня помехи, создаваемой передатчиком РЛ1, работающим на минимальной рабочей частоте, приемнику РЛ2 в дБ; P_1 – мощность передатчика РЛ1 в дБВт; L_{12} – величина ослабления мощности радиосигнала на трассе от передатчика РЛ1 к приемнику РЛ2 в дБ; E_2 – чувствительность приемника РЛ2 в дБВт; ΔP_2 – минимальное превышение уровня полезного сигнала от передатчиков собственной РЛ в приемнике РЛ2 над чувствительностью приемника в дБВт; Z_2 – защитное отношение приемника РЛ2 в дБ. Пара РС «передатчик РЛ1 – приемник РЛ2» считается критичной по УЭМС типов 2-5, 10, если в этих РЛ нет другой пары «передатчик РЛ1 – приемник РЛ2» таких же типов с большим значением величины $P_{12}^{2-5,10} = P_1 - L_{12} - E_2 + Z_2$, где величины $P_{12}^{2-5,10}$, P_1 , L_{12} , E_2 , Z_2 имеют тот же смысл, что и в формуле для вычисления $P_{12}^{1,6,7,9}$. Аналогичным образом определяется критичная пара РС «приемник РЛ1 – приемник РЛ2» по УЭМС типа 8. Если для критичной пары РС «передатчик РЛ1 – приемник РЛ2» для помех типов 1, 6, 7, 9 выполняется условие $P_{12}^{1,6,7,9} \leq 0$, то передатчики РЛ1 рассматриваемого типа не могут быть источником помех типов 1, 6, 7, 9 для приемников РЛ2 рассматриваемого типа. Если для критичной пары РС «передатчик РЛ1 – приемник РЛ2» для помех типов 2-5, 10 выполняется условие $P_{12}^{2-5,10} - \min\{A_2, A_3, A_4, A_5, A_{10}\} \leq 0$, то передатчики РЛ1 рассматриваемого типа не могут быть источником помех типов 2-5, 10 для приемников РЛ2 рассматриваемого типа. Через $A_2, A_3, A_4, A_5, A_{10}$ здесь обозначено ослабление чувствительности рассматриваемого приемника РЛ1 по каналу промежуточной частоты, по зеркальному каналу, по каналу гетеродина, по зеркальному каналу гетеродина и по комбинационным каналам приема соответственно. Если для критичной пары РС «приемник РЛ1 – приемник РЛ2» для помех типа 8 выполняется условие $P_{12}^8 \leq 0$, то приемники РЛ1 рассматриваемого типа не могут быть источниками помех типа 8 для приемников РЛ2 рассматриваемого типа.

Второй прием состоит в определении для каждой тройки РЛ1, РЛ2 и РЛ3 критичных троек РС «передатчик РЛ1 – передатчик РЛ2 – приемник РЛ3», «передатчик РЛ1 – передатчик РЛ3 – приемник РЛ2», «передатчик РЛ2 – передатчик РЛ3 – приемник РЛ1», для которых ослабление интермодуляционной помехи приемнику от двух одновременно работающих передатчиков является минимальным. При решении задачи оценки $c_{i_1 j_1 i_2 j_2 i_3 j_3}^{(3)}$ вычисляются только для критичных троек РС.

Третий прием заключается в предварительном построении функций, описывающих зависимости уровней прогнозируемых помех различных типов от величины ослабления сигнала между РС для всех типов РС, используемых в РЛ. Методы построения этих функций описаны в монографии [3], а их использование для уменьшения времени решения задачи оптимизации присвоения частот РЛ детально описано в работе [4].

Список литературы

1. Карпук А.А. // Информатика. 2006. № 4 (12). С. 5–13.
2. Карпук А.А. // Информатика. 2008. № 2 (18). С. 5–13.
3. Азаматов Н.И., Волошин В.И. Системы управления и связи: обеспечение электромагнитной совместимости. Минск: «Лоранж-2», 2008.
4. Карпук А.А. // Матер. III междунар. научн.-практ. конф. «Современные информационные компьютерные технологии mcIT-2013». / УО «Гр. ун-т им. Я. Купалы». Гродно, 2013. 792 с. Деп. в ГУ «БелИСА» 19.09.2013 г., № Д201315.

НОВЫЕ ТИПЫ МОДУЛЯЦИИ В ВОСП, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ВОЛОКНО С СОХРАНЕНИЕМ ПОЛЯРИЗАЦИИ

В.Н. УРЯДОВ¹, А.С. ЗЕЛЕНИН²

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kafstk@bsuir.by

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
zelenin.alexander@gmail.com

В настоящее время интенсивно развиваются исследования в области новых типов модуляции оптических сигналов, целью которых является увеличение эффективности волоконно-оптических сетей передачи (ВОСП), повышение помехоустойчивости, а также увеличение пропускной способности сети, что в конечном итоге приводит к снижению стоимости единицы передаваемой информации.

Ключевые слова: волоконно-оптическая система передачи, оптический сигнал, модуляция, поляризация, метод, эффективность, пропускная способность, помехоустойчивость.

Эффективность и помехоустойчивость ВОСП в значительной мере зависит от используемых методов оптической модуляции. Эффективность ВОСП подразумевает более эффективное использование спектральных каналов в системах плотного волнового мультиплексирования (DWDM), а повышение помехоустойчивости заключается в снижении чувствительности оптических сигналов к искажениям из-за дисперсии или нелинейности.

В оптическом диапазоне электромагнитных волн могут быть реализованы следующие методы модуляции: амплитудная модуляция, частотная, фазовая, поляризационная, модуляция интенсивности. Кроме того, возможны различные комбинационные виды модуляции с одновременно управляемым изменением сразу нескольких параметров. Первые три простых способа модуляции, а также все комбинационные применяются в ВОЛС менее широко, чем модуляция по интенсивности и относительная фазовая модуляция (DPSK) [1].

В последнее время в связи с появлением оптических волокон, сохраняющих состояние поляризации (Polarization maintaining fibers) (рис. 1), дальнейшее развитие получила DPSK, что привело к появлению нового типа: квадратурная фазовая модуляция с двойной поляризацией (DP-QPSK, dual-polarization quadrature phase-shift keying) (рис. 2).

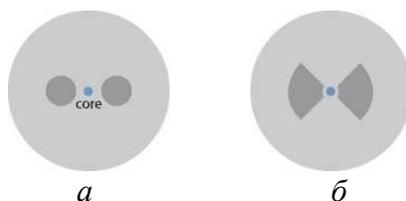


Рис. 1. Оптические волокна, сохраняющие состояние поляризации:
а – тип «панда»; б – тип «галстук-бабочка»

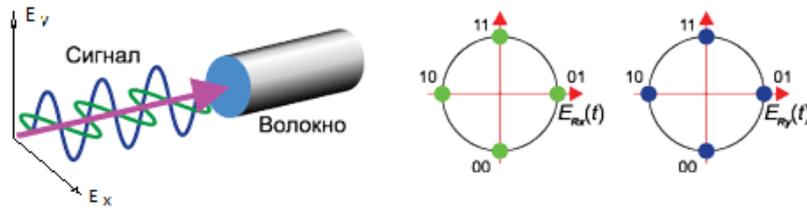


Рис. 2. Структура оптического сигнала при использовании DP-QPSK

При DP-QPSK используются 2 поляризации и 4 фазы сигнала ($M=4$), при которой фаза высокочастотного колебания может принимать 4 различных значения с шагом, кратным $\pi / 2$.

Из рис. 2 видно, что соответствие между значениями символов и фазой сигнала установлено таким образом, что в соседних точках сигнального созвездия значения соответствующих символов отличаются лишь в одном бите. При передаче в условиях шума наиболее вероятной ошибкой будет определение фазы соседней точки созвездия. При указанном кодировании, несмотря на то, что произошла ошибка в определении значения символа, это будет соответствовать ошибке в одном (а не двух) бите информации. Таким образом, достигается снижение вероятности ошибки на бит. Указанный способ кодирования называется *кодом Грея*.

Ключевым элементом решений на базе DP-QPSK являются когерентные приемники, которые имеют более высокую чувствительность. Такие приемники (рис. 3) настраиваются на определенную частоту и фазу и способны эффективно демодулировать сигналы DP-QPSK [2].

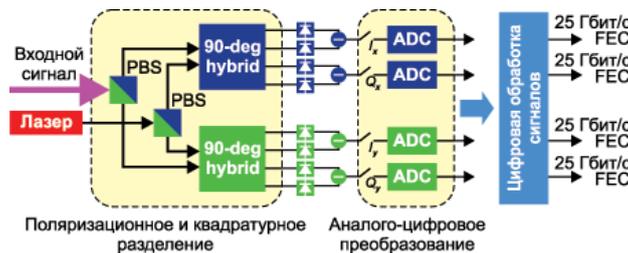


Рис. 3. Пример когерентного приемника DP-QPSK

Следует иметь в виду [3], что в оптических системах связи все фазовые форматы модуляции используют дифференциальные фазовые методы, так как в оптическом диапазоне практически нецелесообразно выделять абсолютное значение фазы несущей световой волны принимаемого сигнала. Поэтому информация закладывается в относительный сдвиг фазы несущих двух последовательных импульсов.

Когерентное детектирование и формат DP-QPSK предоставили исключительно надёжную технологическую платформу для создания DWDM-систем связи с канальной скоростью 100 Гбит/с, а само применение рассматриваемого формата модуляции позволяет увеличить в 4 раза спектральную эффективность передачи информации.

Список литературы

- [1] Интернет-энциклопедия: Методы оптической модуляции. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.rp-photonics.com. – Дата доступа: 19.01.2014.
- [2] Журнал «t8»: Когерентные DWDM-системы. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://t8.ru/?page_id=3981. – Дата доступа: 12.01.2014.
- [3] Meghan Fuller Hanna // Lightwave. 2008. November 1. «Is DP-QPSK the end-game for 100 Gbits/sec?».

САМОПОДОБНАЯ СТРУКТУРА ЗАДЕРЖКИ ОЖИДАНИЯ ПАКЕТОВ ГОЛОСОВОГО ТРАФИКА В БУФЕРЕ МАРШРУТИЗАТОРА

А.А. БЫСОВ¹, Е.В. МАШКИН²

¹Военная академия Республики Беларусь
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
AnatolyBysov@gmail.com

²Военная академия Республики Беларусь
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
click4get@mail.ru

Работа отражает результаты исследования задержки ожидания пакетов голосового трафика в буфере маршрутизатора. Статистические данные задержки ожидания получены на основе имитационного моделирования телекоммуникационной сети в прикладном пакете Network Simulator 2.

Ключевые слова: задержка ожидания пакетов в маршрутизаторе, самоподобие.

Многочисленные исследования сетей связи, проводимые в рамках теории теле-трафика, свидетельствуют о наличии фрактальных свойств (свойств масштабной инвариантности или самоподобия) присущих голосовому пакетному трафику.

Свойство самоподобия заключается в инвариантной форме вида реализаций трафика при его последовательном агрегировании по оси времени и обусловлено тем фактом, что пакеты передаются группами или пачками из-за наличия входных и выходных буферов в устройствах обработки (маршрутизаторах, концентраторах, серверах).

Для статистического анализа задержки ожидания пакетов в буфере маршрутизатора при различных алгоритмах обработки очередей (FIFO, FQ, SFQ) и интенсивностях входного потока, построена имитационная модель VoIP-сети.

Для описания источников VoIP-трафика использована классическая модель Брэди, которая состоит из модели голосового источника, модели голосового кодека и модели потоков звонков. Структурными элементами модели разговора человека являются активная речь (ON-периоды), паузы (OFF-периоды) и законы распределения длительностей этих периодов [3].

Рядом авторов на основе большого количества статистических данных установлены законы распределения ON/OFF периодов. Классическая модель Брэди была расширена путем введения третьего состояния – временного интервала между двумя состояниями пользователя (AIT – Average Inter Call Time). Длительность ON-периодов распределена по закону Парето, OFF-периодов – по закону Вейбулла, длительности разговора и интервалов между звонками распределены по экспоненциальному закону с характеристиками, представленными в [1].

В качестве программного симулятора использован пакет ns-2 (network simulator v.2.27). Исследованию подвергались все маршрутизаторы модели для пяти алгоритмов обработки очередей (FIFO – First In First Out, FQ – Fair Queuing, SFQ – Stochastic Fair Queuing, DRR – Deficit Round Robin, RED – Random Early Dection, CBQ – Class Based Queuing. В моменты перегрузок происходит лавинообразное возрастание задержки ожидания в буфере маршрутизатора. Ненулевые значения задержек следуют группами

(пачками), что свидетельствует о возможной самоподобной (персистентной) структуре ряда задержки. При помощи статистических тестов Диккея-Фуллера (ADF), Филлипса-Перрона (PP), Квятковского-Филлипса-Шмидта-Шина (KPSS) ряды задержек исследованы на стационарность. Методом R/S-статистик ряды исследованы на самоподобие путем вычисления коэффициента Херста. Так как значение коэффициент Херста находится в интервале $(0,5;1)$, то ряд задержки имеет самоподобную структуру, и, следовательно, каждый член ряда бесконечно долго влияет на последующие члены ряда. С учетом доказанных свойств самоподобия и стационарности рядов задержки, проведено моделирование ряда с использованием математического аппарата моделей авторегрессии проинтегрированного скользящего среднего с долговременной зависимостью членов ряда (ARFIMA(p,d,q)). Зависимость задержки ожидания пакета в буфере маршрутизатора от номера пакета двух рядов представлены на рис. 1.

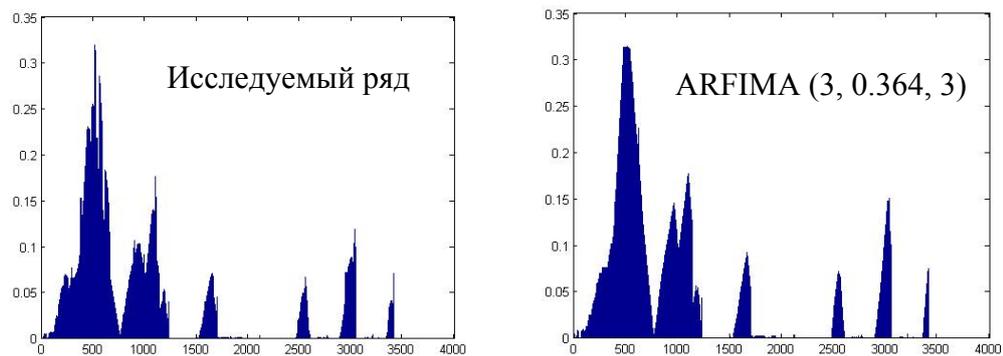


Рис. 1. Ряд задержки и ряд модели ARFIMA(p,d,q)

Математическое ожидание ошибки прогнозирования равно $M_o = 3,8\%$, коэффициент корреляции рядов равен $r = 0,73$.

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

- задержка ожидания пакетов голосового трафика в буфере маршрутизатора является стационарным случайным процессом;
- задержка ожидания пакетов в буфере маршрутизатора проявляет свойства долговременной зависимости;
- прогнозирование задержки ожидания пакетов может быть осуществлено с высокой точностью при помощи ARFIMA-моделей;
- для повышения эффективности обработки голосового пакетного трафика маршрутизаторами, целесообразно учитывать прогнозируемое значение задержки ожидания пакета в буфере маршрутизатора.

Список литературы

1. *Biernacki, A.* Statistical analysis of VoIP streams / A. Biernacki // 7th Conference Internet – Wrocław. – 2005.

МЕТОДЫ САМОДИАГНОСТИРОВАНИЯ СОСТОЯНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

В.П. СКИБИН¹, В.С. ВОЛОТКА²

¹Харьковский национальный университет радиоэлектроники
пр-т Ленина, 14, г. Харьков, 61166, Украина
vladislav.skibin@gmail.com

²Харьковский национальный университет радиоэлектроники
пр-т Ленина, 14, г. Харьков, 61166, Украина
volotka_yadim@mail.ru

Ставится задача минимизации служебного трафика, обеспечивающего идентификацию качественных показателей функционирующих телекоммуникационных систем. В предложении структуры системы в виде ориентированного диагностического графа решается задача нахождения качественного состояния сети, непротиворечащее полученному синдрому при заданных правилах поведения тестирующих неисправных элементов. В основе методики лежит процедура Препараты-Метца-Чжена. Самодиагностирование основывается на предположении и наличии какого-либо, хотя бы одного исправного элемента (узла) сети.

Ключевые слова: телекоммуникационные системы, сетевые элементы, модели диагностирования, служебный трафик.

Как известно, качество функционирования телекоммуникационной системы (ТКС) зависит как от наличия и характера внешних воздействий, так и от качества функционирования каждого из N сетевых элементов и их взаимных связей. Вывод о состоянии качества (синдром сети) определяется автоматически или за счет субъективных выводов персонала на основании данных тестирования, доставляемых в центральный узел от соответствующих сетевых элементов согласно протоколам SNMP, RMON и др. Используемый при этом принцип «агент-менеджер», реализует, по сути, задачу диагностического тестирования. Практика показывает, что для успешного решения этой задачи требуется значительное до 20%, а по некоторым данным более 50% увеличение служебного трафика [1]. Таким образом, актуальной является проблема поиска методов сокращения трафика, необходимого для идентификации качества состояния сети.

Одной из наиболее важных задач, возникающих в процессе функционирования ТКС, является идентификация состояния основных сетевых элементов.

Среди различных методов анализа качества и дифференцирования сети особое место занимают методы самодиагностирования [2–4], позволяющие сберечь производительность сети. Самодиагностирование основывается на предположении о наличии какого-либо, хотя бы одного исправного элемента узла сети, используя наличие взаимосвязи которого с соседними элементами удастся локализовать неисправности, не привлекая средства центрального узла. Это позволяет находить состояние сети, непротиворечащее полученному синдрому при заданных правилах поведения тестирующих неисправных элементов. В основе методики принята процедура Препараты, Метца, Чжена (ПМЧ) [4]. В результате удастся идентифицировать состояние неисправного сетевого элемента на основе сопоставительного анализа исходов тестирования только смежных с ним сетевых элементов и без привлечения данных о состоянии остальных сетевых элементов.

В результате диагностическую модель можно представить в виде структуры, представляемой циркулятивным графом с N вершинами и вершинной степенью t при соответствующей организации взаимного опроса узлов удастся обеспечить идентификацию данной сети, что имеет число неисправных узлов, кратность которых не превышает значение t . Ограничивающим является соотношение $N \geq 2t + 1$.

Диагностируемый граф $D = (V, E)$, где дуги $i, j \in E$ - в телекоммуникациях является ориентированным. Вес $a(i, j)$ каждой дуги отображает оценку состояния проверяемого j узла, получаемую i узлом. Узел j считается исправным и его вес $a(i, j) = 1$, каждому i узлу сети сопоставляется метка $m(i) \in (\alpha, 0, 1)$, то есть α - не идентифицировано, 0 - исправно, 1 - неисправно. Совокупность меток вершин называется разметкой сети.

Практический интерес имеют состояния 0111 и 0110. Как было показано в [3], состояние 0111 может описывать тестирования, которые основываются на проверке совпадения результатов выполнения одной и той же операции несколькими узлами системы. При этом за основу берется предположение о невозможности получить одинаковые результаты выполнения одной и той же операции парой идентичных узлов при условии одинаковых выходных данных в случае отказа хотя бы одного из этих узлов.

Модель 0110 также может описывать тестирования, которые основываются на проверке совпадения результатов выполнения одной и той же операции несколькими узлами системы при условии возможности получения одинаковых результатов на одинаковых выходных данных в случае работоспособности или отказа обоих узлов.

Очевидно с использованием методов самодиагностирования целесообразно перейти к децентрализованным методам мониторинга, когда результаты тестирования состояния отдельных сетевых элементов концентрируются в узлах сети, а в центральный узел поступает обобщенный отчет, содержащий информацию исключительно об обнаруженных критичных состояниях. Такая организация мониторинга позволяет минимизировать служебный трафик на порядок.

Список литературы

1. Материалы конференции LTE World Summit-2012 (www.lteconference.com/wored).
2. Дмитриев Ю.К. // Автоматика и телемеханика. 2007. №3. С.187-194.
3. Крамаренко М.Б., Буров Е.В. // Восточноевроп. жур. пер. технол. Инф. техн. 2011. №1/2. С. 25-29.
4. Preparata F.P., Metze G., Chien R.T. // IEEE Trans.Electr.Comput., 1967. v.EC-16. P.848-854.
5. Popovskij V., Barcalov A., Titarenko L. // Springer-Verlag Berlin Heidelberg. 2011. P. 175.

ПРИМЕНЕНИЕ РЯДОВ ТИПА ЧЕБЫШЕВА – МАРКОВА В ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ

Л.И. МАЙСЕНЯ

*Институт информационных технологий БГУИР
ул. Козлова, 28, Минск, 220037, Республика Беларусь
maisenia@tut.by*

Актуализируется использование в цифровой обработке сигналов биортогональных рядов, построенных на основе теоретико-числовых мультипликативных функций.

Ключевые слова: коррелированный сигнал, цифровая обработка, биортогональный ряд, числовые функции Мёбиуса и Дирихле.

В задачах фильтрации сигналов в условиях воздействия шумов естественного и искусственного происхождения, эффективного кодирования и мультиспектральной обработки изображений и в иных современных приложениях используется цифровая спектральная обработка в базисе функций ДПФ, дискретных косинусных функций, функций Хартли, Уолша – Адамара, Хотеллинга и др. В 80–90-х годах прошлого столетия в этой области ЦОС проводились значительные исследования применения теоретико-числового базиса преобразований. Использование алгоритмов быстрых теоретико-числовых преобразований позволяет эффективно решать многие задачи спектрального анализа, быстрой корреляционной обработки кодированных сигналов, изображений. В том числе, в режиме реального времени.

В данной работе впервые актуализируется возможность применения в инфокоммуникационных системах алгоритмов ЦОС, основанных на биортогональных рядах типа Чебышева – Маркова, которые строятся с использованием теоретико-числовых мультипликативных функций Мёбиуса и характеров Дирихле. Данный метод может привести к сокращению избыточности обрабатываемых данных и к их восстановлению с меньшими ошибками после обратного преобразования. Обратимся к математической характеристике метода.

Пусть известны значения непрерывного сигнала $f(t)$ в точках $\left(\frac{n}{8k}\right)$,

где $n = 1, 2, \dots, 8k$, $k \in \mathbb{N}$. Вводятся функционалы

$$I_k(f) = \frac{\sqrt{2}}{4k} \sum_{n=1}^{8k} \chi_1(n) f\left(\frac{n}{8k}\right), \quad \bar{I}_k(f) = \frac{\sqrt{2}}{4ik} \sum_{n=1}^{8k} \chi_2(n) f\left(\frac{n}{8k}\right),$$

где $\chi_1(n)$, $\chi_2(n)$ – четный и нечетный характеры Дирихле по модулю 8:

$$\chi_1(n) = \begin{cases} 0, & \text{если } n \text{ четное,} \\ (-1)^{\left[\frac{n+1}{4}\right]}, & \text{если } n \text{ нечетное;} \end{cases} \quad \chi_2(n) = \begin{cases} 0, & \text{если } n \text{ четное,} \\ (-1)^{\left[\frac{n}{4}\right]}, & \text{если } n \text{ нечетное} \end{cases}$$

$\left[\frac{n+1}{4}\right]$ и $\left[\frac{n}{4}\right]$ означают целую часть чисел $\frac{n+1}{4}$ и $\frac{n}{4}$. Рассматриваются базисные функции

$$g_k(t) = \sum_{d|k} \mu(d) \chi_1(d) \cos 2 \frac{k}{d} \pi t, \quad (1)$$

$$h_k(t) = \sum_{d|k} \mu(d) \chi_2(d) \sin 2 \frac{k}{d} \pi t,$$

где суммирование в (1) происходит по всем делителям d числа k , $\mu(d)$ – функция Мёбиуса:

$$\mu(d) = \begin{cases} 1, & \text{если } d = 1, \\ 0, & \text{если } n^2 \mid d, n \in \mathbf{N}, n \neq 1, \\ (-1)^{\alpha} & \text{если } d = p_1 \cdot p_2 \cdot \dots \cdot p_{\alpha} \text{ (} p_1, p_2, \dots, p_{\alpha} \text{ – простые числа)} \end{cases}$$

Для обработки достаточно гладкой функции $f(t)$ коррелированного сигнала (изображения) – может быть использовано преобразование

$$f(t) = I_0(f) + \sum_{k=1}^{\infty} (I_k(f) g_k(t) + \bar{I}_k(f) h_k(t)), \quad (2)$$

где $I_0(f) = \int_0^1 f(t) dt$.

Базисные функции разложения (2) g_k и h_k содержат:

- не более 2-х слагаемых для $k < 15$;
- не более 4-х слагаемых для $k < 105$;
- не более 8-ми слагаемых для $k < 1155$;
- не более 16-ти слагаемых для $k < 15015$.

Вид первых четырех базисных функций:

$$g_1 = \cos 2\pi t, h_1 = \sin 2\pi t; \quad g_2 = \cos 4\pi t, h_2 = \sin 4\pi t;$$

$$g_3 = \cos 6\pi t + \cos 2\pi t, h_3 = \sin 6\pi t - \sin 4\pi t; \quad g_4 = \cos 8\pi t, h_4 = \sin 8\pi t.$$

В случае использования биортогональных рядов типа Чебышева – Маркова (2) для обработки сигналов можно ожидать более эффективного хранения и обработки полученных данных.

Аппроксимативные свойства разложения (2) и его обобщений представлены в работах [1], [2].

Список литературы

1. Шлома, Л.И. Гармонические составляющие функции и суммы Римана / Л.И. Шлома // Докл. АН БССР. – 1987. – Т. 31, № 1. – С. 13–16.
2. Шлома, Л.И. О дискретизации разложений по тригонометрической системе / Л.И. Шлома // Вес. АН БССР. Сер. физ.-мат. наук. – 1989. – № 2. – С. 34–40.

ЕДИНЫЙ ПОКАЗАТЕЛЬ ОЦЕНКИ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СЕТЕЙ СВЯЗИ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В.Г. МЕЛЬНИК¹, А.В. МЕЛЬНИК²

¹Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
mvg22@mail.ru

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
mvg22@mail.ru

Пропускная способность сетей связи определяется нагрузкой, создаваемой источниками, и качеством обслуживания заявок, однако при рассмотрении цифровых сетей систем военной связи следует учитывать ряд особенностей их функционирования. В докладе предлагаются подходы для определения единого показателя при оценке пропускной способности сетей связи различного назначения через занятый ресурс трактов.

Ключевые слова: система военной связи, пропускная способность, интенсивность нагрузки, коммутационный центр, скорость передачи, система массового обслуживания.

В процессе функционирования системы управления войсками происходит обмен информацией между ее элементами. Система военной связи (СВС) должна обеспечить своевременную передачу определенных объемов информации между абонентами системы управления войсками. Количественная оценка функционирования СВС заключается в определении соответствия между значениями параметров основных характеристик СВС и заданными требованиями к связи со стороны системы управления. Наибольший интерес для исследования представляют характеристики, определяющие ее целевое предназначение [1–3].

Рассмотрим одну из основных характеристик – пропускную способность (ПС), которая определяет свойство сети связи обеспечивать с установленной вероятностью передачу от источников к потребителям требуемого объема информации и, как правило, задается по информационным направлениям связи. В общем случае эта характеристика количественно может быть задана величиной интенсивности нагрузки, обслуженной сетью или ее элементами с заданной вероятностью, либо числом переданных сообщений определенной длительности при нормированной величине потерь (по времени, нагрузке или вызовам) [4–8].

Для сети связи, ресурс которой определяется количеством типовых каналов, обеспечивающих передачу сообщений, за единичный ее элемент может быть принята ветвь (пучок каналов), соединяющая два смежных коммутационных центра (КЦ), используя одно из толкований обслуженной нагрузки [4, 6] пропускная способность какой-либо ветви может быть определена как среднее число каналов из общего числа в этой ветви, постоянно занятых в определенный период времени передачей сообщений при вероятности потерь поступающих на нее заявок.

На цифровых сетях связи, где количество каналов не может являться мерилom обслуженной нагрузки, например на сети с динамическим распределением ресурса или в ряде случаев на сети с коммутацией пакетов, такая трактовка пропускной способности оказывается неприемлемой. В связи с этим и определение ее через величину об-

служенной нагрузки в эрлангах затруднено. В этом случае ветвь часто отождествляют с цифровым трактом (ЦТ) или совокупностью ЦТ, соединяющих два смежных КЦ.

Основным параметром ЦТ, обуславливающим его возможности по передаче определенного объема информации, как правило, является скорость передачи. Однако в явном виде скорость передачи в ЦТ не отражает в достаточной мере объем передаваемых по нему сообщений с заданным качеством обслуживания заявок, предшествующих этим сообщениям. Именно заданный показатель качества обслуживания совместно с ресурсом ветви сети связи или ее ЦТ определяет способность этого ресурса сети обеспечить передачу определенного числа сообщений средней нормированной величины (длительности).

При обмене информацией в реальном масштабе времени длительность передачи в одних случаях определяется пользователем ресурса сети, в других случаях – скоростью передачи ЦТ и типом терминала пользователя. В любом случае ЦТ, характеризующийся скоростью передачи, может рассматриваться как составляющая модели многолинейной однофазной системы массового обслуживания (СМО). С другой стороны, рассматривая ЦТ, можно констатировать, что максимальный объем передаваемых по этому тракту сигналов в единицу времени (например в 1 с) определяется величиной скорости передачи, что фактически и определяет потенциальный ресурс этого ЦТ. Однако этот потенциальный ресурс на реальной сети, как правило, по различным причинам не может быть использован полностью [6–8].

Наличие единого показателя для сетей связи, использующих различные способы разделения ресурса, упрощает их оценку, облегчает проведение сравнительного анализа сетей и создает единую базу для расчета их основных параметров.

Список литературы

1. *Исаков Е.Е.* Технологические проблемы построения транспортных сетей систем военной связи. СПб, 2004.
2. *Боговик А.В., Игнатов В.В.* Эффективность систем военной связи и методика ее оценки. СПб, 2006.
3. *Ермишян А.Г., Сызранцев Г.В., Дыков В.В.* Теоретические и научно-практические основы построения систем связи в локальных войнах и вооруженных конфликтах. СПб, 2006.
4. *Ершов В.А., Ершова Э.Б., Ковалев В.В.* Метод расчета пропускной способности звена Ш-ЦСИС с технологией АТМ при мультисервисном обслуживании // Электросвязь. 2000. № 3. С. 20–23.
5. *Голубцов С.Г., В.М. Калинин* // Вест. Воен. акад. Респ. Бел. 2007. № 8 (9). С. 44–52.
6. *Мельник В.Г.* // Тез. докл. X ВНК Воен. акад. РБ. Минск, 9–10 апреля 2009. С. 133.
7. *Калинин В.М., Мельник В.Г.* // Вест. Воен. акад. Респ. Бел. 2010. № 2 (27). С. 130–136.
8. *Чаура М.И., Мельник В.Г.* // Вест. Воен. акад. Респ. Бел. 2011. № 1 (30). С. 26–33.

ПОКАЗАТЕЛИ ОЦЕНКИ РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНОЙ ЗАЩИЩЕННОСТИ УЗЛОВ СВЯЗИ ПУНКТОВ УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМ ВОЕННОЙ СВЯЗИ

В.Г. МЕЛЬНИК¹, К.А. ГАВРИЛЕНКО²

¹Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
mvg22@mail.ru

²Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
kotya79@tut.by

Разведывательная защищенность узлов связи пунктов управления – существенное свойство, характеризующее способность системы военной связи противостоять техническим средствам разведки противника (скрывать от разведки противника топологию и функциональную взаимосвязь элементов узлов связи пунктов управления и системы связи).

Ключевые слова: разведзащищенность, узлы связи пунктов управления, вероятность вскрытия, время вскрытия.

Одна из ключевых ролей в рамках современных вооруженных конфликтов отводится силам и средствам разведки и радиоэлектронной войны. Именно они, по мнению западных военных экспертов, позволяют наиболее эффективно использовать имеющиеся средства поражения и до минимума снизить «цену победы» [1].

Современные комплексы радио- и радиотехнической разведки (РРТР) и радиоэлектронной войны (РЭВ) способны обнаруживать все современные типы сигналов, определять местоположение целей с точностью, необходимой для их поражения средствами летального воздействия, осуществлять радиоэлектронное подавление средств связи, подготавливать точные данные об излучающих объектах на поле боя [2].

Проблемы разведывательной защищенности обусловлены высокими оперативно-техническими возможностями современных видов и средств технической разведки, так и ограниченными возможностями военных систем и комплексов связи существующих типов по защите от них [3].

Вскрытие узлов связи пунктов управления (УС ПУ) радиоразведкой противника, как правило, начинается с обнаружения и определения местоположения отдельных источников радиоизлучений. Затем осуществляется вскрытие сетей, радионаправлений, радиорелейных, тропосферных и спутниковых линий связи. Накопление радиоразведкой противника данных о количестве и типах излучающих средств в определенных районах позволяет вскрыть узлы связи пунктов управления и определить, таким образом, их оперативно-тактическую принадлежность.

Обобщенным показателем разведзащищенности являются: вероятность вскрытия ($P_{\text{вскр}}$) радиоразведкой противника элементов УС ПУ в течение времени, не превышающего допустимое, и средняя продолжительность времени вскрытия ($t_{\text{вскр}}$) системы связи [4–6].

В общем случае требования к разведывательной защищенности заключаются в том, чтобы продолжительность времени вскрытия УС ПУ (элементов узлов связи) было не меньше допустимого при значении вероятности этого вскрытия, не превышающего допустимое значение.

Вероятность принятия решения противником на применение средств поражения по УС ПУ зависит от степени их вскрытия разведкой. Считается, что УС ПУ будет вскрыт, если обнаружены, распознаны и определены с точностью, необходимой для применения оружия, координаты не менее 80% его элементов [5–6]. При вскрытии меньшего количества элементов сложного объекта, такого как УС ПУ, вероятность его правильного опознавания уменьшается, что ведет к снижению вероятности его вскрытия разведкой противника в целом и, как следствие – снижению эффективности воздействия средств поражения.

Вскрытие элементов УС может осуществляться по данным различных видов разведки: радиоразведки (РР), радиотехнической (РТР), радиолокационной (РЛР), оптико-электронной (ОЭР), инфракрасной (ИКР) и др. Исходя из комплексного подхода противника к ведению разведки вероятность вскрытия i -го элемента узла связи за время $t_{\text{вскр}}$ может быть определена в соответствии с выражением:

$$P_{\text{вскр } i}(t_{\text{вскр}}) = P_{\text{обн } i}(t_{\text{вскр}}) P_{\text{мп } i}(t_{\text{вскр}}) P_{\text{оп } i}(t_{\text{вскр}}), \quad (1)$$

где: $P_{\text{вскр } i}(t_{\text{вскр}})$ – вероятность вскрытия i -го элемента узла связи за время $t_{\text{вскр}}$;

$P_{\text{обн } i}(t_{\text{вскр}})$ – вероятность обнаружения любым видом разведки противника i -го элемента узла связи за время $t_{\text{вскр}}$;

$P_{\text{мп } i}(t_{\text{вскр}})$ – вероятность определения местоположения i -го элемента узла связи за время $t_{\text{вскр}}$ с точностью, необходимой для применения оружия, ;

$P_{\text{оп } i}(t_{\text{вскр}})$ – вероятность опознавания i -го элемента узла связи по совокупности демаскирующих признаков, выявленных за время $t_{\text{вскр}}$.

Среднее время вскрытия УС ПУ определяется на основе анализа вариационного ряда значений среднего времени вскрытия элементов узла связи:

$$\bar{t}_{\text{вскр}(1)} \leq \bar{t}_{\text{вскр}(2)} \leq \dots \leq \bar{t}_{\text{вскр}(0,8N)} \leq \bar{t}_{\text{вскр}(N)}, \quad (2)$$

Среднее значение вариационного ряда (2) $t_{\text{вскр}(0,8N)}$ соответствует среднему времени вскрытия УС ПУ.

Список литературы

1. Мехеда В.И., Шлычков С.В. и др. Силы и средства разведки и электронной войны соединений сухопутных войск США: учебное пособие / Под ред. Н.Е. Бузина. Минск, 2013.
2. Кондратьев А. // Зарубежное военное обозрение. 2008. № 7 (736). С. 37–41.
3. Исаков Е.Е. Технологические проблемы построения транспортных сетей систем военной связи. СПб, 2004.
4. Калинин В.М., Леонович Г.А. Основные понятия, термины и определения военной связи: пособие: в 2 ч. Ч. I: Общая теория связи. Системы и сети связи. Организация связи. Минск, 2011.
5. Сызранцев Г.В. Теоретические и научно-методические основы обеспечения построения сложных организационно-технических систем военной связи в локальных войнах и вооруженных конфликтах: моногр. / Под ред. А.Г. Ермишяна. СПб, 2007.
6. Мельник В.Г., Гавриленко К.А. // Сб. науч. ст. Воен. акад. Респ. Бел. 2013. № 25. С. 45–50.

ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ГОЛОСОВОЙ АУТЕНТИФИКАЦИИ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ

О.Н. ФАЙЗУЛАЕВА¹, И.Ш. НЕВЛЮДОВ²

¹Харьковский национальный университет радиоэлектроники
пр-т Ленина, 14, г. Харьков, 61166, Украина
olga_kharkov_2014@mail.ru

²Харьковский национальный университет радиоэлектроники
пр-т Ленина, 14, г. Харьков, 61166, Украина
tpr@kture.kharkov.ua

В работе предложены пути повышения качественных характеристик систем голосовой аутентификации пользователей, которые ориентированы на совершенствование системы ввода и выделения акустического сигнала. Представлены результаты имитационного моделирования предложенной системы ввода и выделения сигналов в процессе цифровой обработки регистрируемых сигналов. Предложенные решения позволяют повысить отношение сигнал/шум регистрируемых полезных сигналов.

Ключевые слова: аутентификация, биометрия, диаграмма направленности, голосовой сигнал, квадратурная обработка, микрофон, решетка.

Преступления в сфере информационных технологий (взлом паролей, кража номеров кредитных карточек и других банковских реквизитов) с каждым годом приобретают все больший размах. Согласно оценкам комиссии по внутренним делам британского парламента, годовые потери мировой экономики от этих преступлений достигли 388 млрд. долларов, что на 100 млрд. долларов превышает мировой оборот наркорынка. Особо обострилась эта проблема со стремительным внедрением веб-доступа к различным ресурсам и средствам, который создает потенциальные проблемы безопасности. Недостатки современных систем аутентификации пользователей в телекоммуникационных системах и сетях приводят и к другим противоправным действиям, которые по оценкам специалистов лаборатории Касперского могут привести к «смерти Интернета», как глобальной информационной системы, уже в 2014 году.

В связи с этим ряд государственных и частных организаций выделяют большие средства и проводят интенсивные исследования в области усовершенствования систем аутентификации. При этом особое внимание уделяется биометрическим системам аутентификации. Биометрия принадлежит к тем областям современных технологий, темп развития которых стремительно увеличился после драматических событий 11 сентября 2001 года в Нью-Йорке.

Биометрические системы безопасности – это автоматизированные методы и средства идентификации личности посредством измерения уникальных физиологических особенностей или поведенческих характеристик человека и их сравнения с эталонами, хранящимися в соответствующих базах данных.

Первоначально основные усилия по решению стран «восьмерки» были сосредоточены на дактилоскопии (распознавание отпечатков пальцев), распознавании геометрии лица и радужной оболочки глаза. Эти идентификаторы рекомендовано использовать и при изготовлении биометрических паспортов.

В основу работы биометрических систем положена математическая статистика (а именно, проверка гипотез [1]), алгоритмы которой интенсивно используются в ряде

современных технических систем, таких как: связь, радиолокация (различные радары), множестве байесовских систем. В качестве двух основных характеристик такой системы, построенной на основе статистической теории проверки гипотез (тестов), можно принять ошибки первого и второго рода [1,2]. В теории радиолокации их обычно называют «пропуск цели» и «ложная тревога», а в биометрии, наиболее устоявшиеся понятия – FRR (False Rejection Rate, ложный отказ) и FAR (False Acceptance Rate, ложное распознавание). Первое число характеризует вероятность отказа доступа человеку, имеющему допуск. Второе – вероятность ложного совпадения биометрических характеристик двух людей.

Система тем лучше, чем меньше значение FAR при одинаковых значениях FRR. Здесь же заметим, что ошибки первого и второго рода в системах биометрической аутентификации приводят к различным последствиям, особенно для финансовых организаций [3]. К сожалению, современные биометрические системы, базирующиеся на физиологических особенностях пользователя, имеют низкие качественные характеристики и могут быть подделаны. Пользу указанные системы могут приносить в криминалистике или в антитеррористической деятельности. Поэтому в последнее время исследователи уделяют большое внимание поведенческим характеристикам пользователя и, в первую очередь, голосовой аутентификации.

В докладе анализируются преимущества систем голосовой аутентификации, которые позволяют иметь более высокую эффективность по отношению к системам на основе физиологических признаков пользователя. При этом существует актуальная научная задача повышения эффективности систем голосовой аутентификации.

Объектом исследования является процесс голосовой аутентификации в телекоммуникационных системах и сетях.

Целью данной работы является анализ основных путей, ориентированных на повышение качественных характеристик систем голосовой аутентификации.

На основе опыта разработки и применения различных радиолокационных средств и систем радиосвязи, обосновываются пути повышения эффективности систем голосовой аутентификации на основе:

- использования двух микрофонов и пространственно-временной обработки материалов регистрации;
- оптимизации расстояния между микрофонами с учетом длины регистрируемых волн (от 100 Гц до 8 кГц), формы диаграммы направленности двухэлементной решетки и размеров мобильных гаджетов;
- уточнения требований к частоте временной дискретизации регистрируемых колебаний с учетом обеспечения качественной цифровой обработки;
- детализации структурной схемы ввода и выделения голосового сигнала, за счет применения квадратурной обработки материалов регистрации и использования адаптивной схемы формирования весовых коэффициентов.

Приводятся и анализируются результаты имитационного моделирования.

Список литературы

1. Гмурман В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика. М.: Высш. шк., 1999.
2. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Сов. радио. 1970.
3. Пастушенко О.Н., Невлюдов И.Ш. Анализ качественных показателей биометрических систем аутентификации пользователей / Электронное научное специализированное издание – журнал «Проблемы телекоммуникаций». 2012. № 4(9). С. 96-103.

МЕТОДЫ СИНХРОНИЗАЦИИ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ С АСИНХРОННЫМ (ПАКЕТНЫМ) РЕЖИМОМ ПЕРЕДАЧИ

Н.В. ТАРЧЕНКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
tarchenko@bsuir.by*

Современный уровень развития инфокоммуникационных технологий (ИКТ) предполагает широкое внедрение сетей с асинхронным режимом передачи, предназначенных для передачи пакетного трафика. Существующие сети с синхронным режимом переноса (временным разделением каналов (TDM)) необходимо интегрировать в пакетные ИКТ, что предполагает, в числе других мер, и организацию трактов синхронизации, принцип реализации которых отличается от традиционных методов тактовой сетевой синхронизации, используемых, в частности, в системах синхронной цифровой иерархии (SDH).

Ключевые слова: тактовая сетевая синхронизация, асинхронный режим передачи, тракт синхронизации.

Развитие инфокоммуникационных технологий приводит к построению операторами связи конвергентных сетей на базе технологий пакетной коммутации (Packet Switched Network – PSN), основное отличие которых от традиционных сетей заключается в том, что в них для магистральной передачи данных используются каналы как с синхронным (STM – Synchronous Transfer Mode), так и асинхронным (ATM – Asynchronous Transfer Mode) режимами переноса. К первым относятся каналы, поддерживающие режим временного разделения каналов (TDM), предназначенные в первую очередь для передачи трафика реального времени, при этом доля таких каналов в процентном отношении постоянно уменьшается, вторые – используются для передачи пакетного трафика и организуются, в частности, на базе технологии Ethernet.

Так как главным требованием операторов связи является одновременная и качественная передача голоса, видео и данных по единой сети PSN, то для безошибочной передачи данных реального времени необходима синхронизация оборудования пользователей. Поскольку в сетях Ethernet используется коммутация пакетов, которая в силу статистических свойств распространения пакетов данных по асинхронным каналам передачи разрушает изначально синхронизированный поток данных, передача синхронизации в сетях таких сетей выделяется в отдельную задачу.

Для передачи синхронных данных по сетям с коммутацией пакетов, как правило, используется эмуляция каналов с временным мультиплексированием, заключающаяся в инкапсуляции синхронных данных в UDP-дейтограммы и последующем их восстановлении на узле назначения. Такая концепция носит название Pseudo-Wire Emulation Edge-to-Edge (PWE3), суть которой заключается в следующем: Pseudo-Wire (PW) эмулирует базовые сервисы, соответствующие уровням 1 и 2 модели взаимодействия открытых систем OSI (Layer 1: TDM (PDH, SDH), Layer 2: ATM, Frame Relay, PPP/HDLC, Ethernet), поверх сети PSN, используя технологии MPLS, IPv4/IPv6 путем инкапсуляции входных данных (битовых потоков – E1, SDH, ячеек – ATM, пакетов – Ethernet, PPP/HDLC), размещения и мультиплексирования инкапсулированных данных поверх PSN туннелей, обеспечения сигнализации и синхронизации для сервисов, использующих PW. Для организации передачи TDM трафика используется также принцип эмуляции сервисов Circuit Emulation Services (TDM CES).

Для безошибочного восстановления переданных данных на стыке асинхронного и синхронного каналов оборудование должно получать синхросигнал. Требования к стабильности синхросигнала варьируются в зависимости от конкретного назначения сети передачи данных. Так, в операторских сетях по предоставлению услуг телефонии и доступа в Интернет требования к синхронизации являются достаточно мягкими – относительная нестабильность частоты не должна превышать $50 \cdot 10^{-6}$, а в сотовых сетях для бесшовного перехода мобильных абонентов от одной базовой станции к другой необходима стабильность $50 \cdot 10^{-9}$.

В рекомендациях ITU-T G.8261/1/ и G.8264/2/ рассмотрены основные способы восстановления синхронизации на границах транспортной среды с коммутацией пакетов при передаче в ней группового сигнала с временным мультиплексированием в виде услуги эмуляции каналов. Для этого в оконечном станционном оборудовании должны быть предусмотрены функции межсетевое взаимодействия. Все абоненты транспортной среды с коммутацией пакетов могут получать тактовую частоту от сети синхронизации посредством обычного централизованного распределения. Если абонентское оборудование работает на собственной тактовой частоте, то на границе сети с коммутацией пакетов ее восстанавливают различными относительными способами, например, с помощью алгоритма согласования скоростей.

Выделяют следующие методы обеспечения синхронизации в сетях PSN:

1. Методы с восстановлением синхронизации:

- адаптивный метод (G.8261/9.3)
- дифференциальный метод (G.8261/9.2, IEEE 1588-2008 (1588V2))

2. Методы синхронной работы:

- синхронный режим (G.8261/9.1)
- режим эталонного такта на обеих сторонах (G.8261/9.4)

В докладе проводится сравнительный анализ методов синхронизации, особенности подходов к стандартизации, применимость методов в зависимости от вида передаваемого трафика, размеров и топологии сети. Рассмотрена также гибридная архитектура синхронизации (Hybrid timing architecture), использующая алгоритмы передачи сообщений о качестве сигнала синхронизации (SSM).

Рассмотрены особенности применения указанных методов синхронизации:

- в транспортных телекоммуникационных сетях,
- в сетях мобильной связи (2G/3G/LTE Mobile Backhaul (MBH) system),
- в сетях доступа.

Следует отметить, что на сегодняшний день стратегическим направлением развития систем синхронизации для PSN представляется использование синхронного физического уровня (SDH, Synchronous Ethernet, MW) для первичного распределения тактовой частоты. В случае если физический уровень PSN не является синхронным, предполагается использовать алгоритмы, заложенные в 1588V2 (этот способ предпочтителен и для распределения прецизионной информации time of day/phase) /3/.

Список литературы

1. Recommendation ITU-T G.8261/Y.1361 Timing and synchronization aspects in packet networks - 04/2008.
2. Recommendation ITU-T G.8264/Y.1364 Distribution of timing information through packet networks - 10/2008.
3. Packet-Optical Transport.MBH architectures. Alcatel-Lucent Mobile Backhaul System Guideline -2011.

ПЕРЕДАЧА ПАКЕТНОГО ТРАФИКА В ТРАНСПОРТНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ С TDM

Н.В. ТАРЧЕНКО, О.Д. ЧЕРНУХО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
tarchenko@bsuir.by*

Современный уровень развития инфокоммуникационных технологий (ИКТ) предполагает эволюционный переход от технологий синхронного режима переноса (временного разделения каналов (TDM)) к технологиям с асинхронным режимом передачи, предназначенным для передачи пакетного трафика. Дается определение транспортной сети и анализ технологий, применяемых при реализации передачи пакетного трафика через транспортные сети с TDM.

Ключевые слова: транспортная сеть телекоммуникаций, телекоммуникационные технологии, синхронный режим переноса.

При интенсивном развитии ИКТ, расширении спектра предоставляемых пользователям услуг с гарантированными характеристиками качества, меняются архитектура и функциональное построение телекоммуникационных систем и сетей. В частности, сформировался критерий, в соответствии с которым осуществляется классификация сетей телекоммуникаций – функциональный. В соответствии с этим критерием сети делят на транспортные и сети доступа. Транспортная сеть – часть сети, которая выполняет функции прозрачной транспортировки всех видов сообщений от источников из одной сети доступа к получателям сообщений в другой сети доступа.

В развитии транспортных сетей можно отметить следующие характерные особенности:

- постоянный рост пропускной способности, связанный с увеличением объема передаваемого трафика;
- все более широкое использование технологий пакетной коммутации, поддерживающих передачу всех видов трафика с заданными параметрами качества;
- управление полосой пропускания для каждого соединения при достаточно редких запланированных изменениях;
- полная прозрачность для передаваемого трафика (данные не изменяются, не анализируются их содержание, данные одного пользователя изолированы от данных другого, сохраняется их исходное упорядочение);
- быстрое реагирование на аварийные ситуации и восстановление своей работоспособности за несколько десятков миллисекунд.

Традиционно для организации транспортных сетей использовались системы передачи плезиохронной (PDH) и синхронной (SDH) цифровых иерархий, которые работают на физическом уровне модели взаимодействия открытых систем и используют синхронный режим переноса, а именно TDM.

Передача Ethernet поверх PDH или SDH (EoPDH – Ethernet over PDH, EoSDH – Ethernet over SDH) реализуется на основе технологий и стандартов, с помощью которых возможна передача кадров Ethernet поверх существующей телекоммуникационной инфраструктуры, созданной на основе оборудования PDH или SDH, что позволяет операторам расширять спектр предоставляемых пользователям услуг. Вместе с тем ис-

пользование EoPDH/EoSDH является промежуточным звеном при переходе к сетям Ethernet.

Конкатенация (concatenation) в SDH – процедура, посредством которой мультиплексированные виртуальные контейнеры связываются друг с другом, в результате чего их объединенная емкость может использоваться как отдельный контейнер, в котором сохраняется целостность последовательности битов полезной нагрузки. Конкатенация позволяет создавать тракты с разной пропускной способностью. Различают два вида конкатенации [1]: смежная CCAT (Contiguous Concatenation) и виртуальная VCAT (Virtual Concatenation). Сцепки обоих видов образуют тракт с пропускной способностью в X раз большей, чем емкость одиночного виртуального контейнера VC- n , но различаются процессами передачи между точками окончания тракта.

Смежная конкатенация определена для VC-12 и VC-4, обозначается VC- n - X s , где n -уровень контейнеров (12 или 4), а $X = 4, 16, 64, 256$ – кратность. Маршрутный заголовок первого виртуального контейнера обслуживает всю сцепку. При этом тракт образуется по всей трассе из конца в конец, а все сетевые элементы, через которые он проходит, должны поддерживать процедуру конкатенации. Достаточно грубый шаг изменения пропускной способности при смежной конкатенации существенно снижает эффективность использования пропускной способности. Идея виртуальной конкатенации состоит в том, что на конечном оборудовании поток данных разбирается и упаковывается в виртуальные контейнеры, которые передаются по сети автономно как обычные контейнеры. На приемной стороне нагрузка собирается в единый поток. Виртуальная конкатенация определена для всех VC- n и обозначается VC- n - X v . При виртуальной конкатенации функции конкатенации нужны только в точках окончания тракта, поэтому тракты VC- n - X v могут проходить через участки сети, на которых установлено оборудование, не поддерживающее виртуальную конкатенацию.

Исторически, при передаче пакетного трафика по SDH использовались:

- протокол LAPS (Link Access Protocol to SDH) – протокол доступа к каналу SDH, когда в VC- n непосредственно загружаются кадры Ethernet;
- протокол ATM, для которого характерно разбиение пользовательского трафика на фрагменты, которые в дальнейшем преобразуются в ячейки фиксированного размера.

В современных условиях максимальное распространение получил протокол GFP (Generic Framing Procedure) [2].

Для повышения эффективности использования пропускной способности канала системы передачи SDH при передаче пакетного трафика был разработан протокол LCAS – Link Capacity Adjustment Scheme [3], который позволяет динамически изменять соотношение между пропускной способностью каналов, предназначенных для передачи трафика TDM и пакетного трафика. LCAS – можно рассматривать как систему сигнализации, в соответствии с которой динамически изменяется пропускная способность виртуальных каналов, обеспечивающих передачу данных.

В работе подробно рассмотрены особенности алгоритмов, реализующих процедуры конкатенации, а также возможности протокола LCAS с точки зрения обеспечения операторского класса сети при передаче пакетного трафика.

Список литературы

1. Recommendation ITU-T G.707 Network node interface for the synchronous digital hierarchy (SDH) - 10/2000.
2. Рекомендация МСЭ-Т G.7041/Y.1303 Общая процедура формирования кадров (GFP) - 08/2005.
3. Recommendation ITU-T G.7042/Y.1305 Link capacity adjustment scheme (LCAS) for virtual concatenated signals - 03/2006.

ОРГАНИЗАЦИЯ СЕТИ СОТОВОЙ СВЯЗИ ПОКОЛЕНИЯ 3G ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ SELF-ORGANIZED NETWORKS

Г.А. МОШКАРЕВ¹, В.Н. МИЩЕНКО²

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. Гикало, 26-58, г. Минск, 220071, Республика Беларусь
grigoriy.moshkarev@gmail.com

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
mishchenko@bsuir.by

Современные системы сотовой подвижной радиосвязи поколения 3G характеризуются быстрым ростом количества телефонов-смартфонов на сети, ростом объема голосового и трафика передачи данных, а также широким распространением *micro* и *picocell* базовых станций. Для поддержания ключевых показателей эффективности сети в заданных пределах, а также для оперативного обслуживания сети при включении большого числа базовых станций, изменении параметров радиосети, а также проведении необходимых работ при возникновении аварийных ситуаций на сети, требуется задействование большого числа человеческих ресурсов. Это приводит к росту операционных затрат и снижению эффективности работы инженерного штата компании. Для снижения операционных затрат при эксплуатации сети, на этой сети внедряются функционалы Self-Organized Networks (SON), которые позволяют снизить как эксплуатационные затраты, так и людские ресурсы инженерного штата компании.

Ключевые слова: сотовые сети, самоорганизующиеся сети, телефоны-смартфоны, базовые станции.

Последние годы в мобильных сетях наблюдается огромный скачок в росте трафика передачи данных по причине роста потребности в использовании услуг мобильного Интернета посредством высокоскоростных сетей радиодоступа. Идеей SON является уменьшение общей собственной стоимости владения при наличии на сети автоматически выполняемых задач, таких как сетевое планирование, настройка и операции, которые традиционно выполняются вручную.

Главные операции на мобильной сети могут быть разделены на три фазы: диагностика состояния сети в режиме реального времени, автоматическая подстройка сети и изменение параметров в режиме реального времени, как показано на рис. 1.

Набор функциональных процедур SON позволяет уменьшить объем рутинной работы при оптимизации списка сот соседних секторов. Также при использовании SON становится возможным осуществление процедуры балансировки нагрузкой между секторами, как показано на рис. 2.

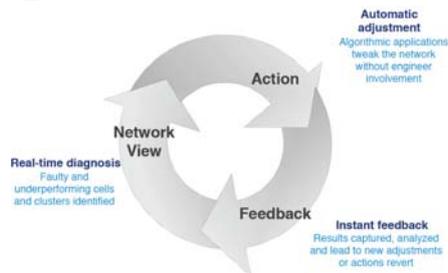


Рис. 1. Основные фазы SON



Рис. 2. Механизм баланса нагрузки

Набор функциональных процедур SON способен проводить анализ изменения объема голосового трафика и трафика передачи данных в краткосрочной и долгосрочной перспективе и изменять зону действия секторов базовых станций как электрическими углами наклона антенны и выходной мощностью передатчика, так и параметрами, отвечающими за прохождение процедур хэндоверов между секторами различных базовых станций и технологий 3G-2G.

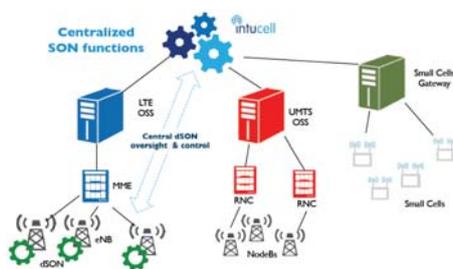


Рис. 3. Функциональная схема сети при использовании SON

Функциональная схема сети при использовании SON представлена на рис. 3. Компоненты SON внедряются в элементы системы мониторинга и управления сетью, которые, на основании получаемых и обрабатываемых данных, принимают решение о запуске встроенных алгоритмов: автоматическое назначение сот соседних секторов, баланс нагрузкой и др.

Очевидно, что использование функциональных процедур SON является перспективным направлением в развитии современных высокоскоростных сетей радиодоступа. В будущем ожидается появление дополнительных интеллектуальных функциональностей, таких как автоматическая оптимизация границ срабатывания процедур эстафетной передачи между сетями 3G-2G, изменение уровней доступа в сеть и др.

Список литературы

1. Intucell: Multiple Applications on a single SON platform. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://intucellsystems.com/products/overview/>. – Дата доступа: 09.01.2014.

ПРИОРЕТИЗАЦИЯ ТРАФИКА АБОНЕНТОВ СЕТИ СВЯЗИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

П.С. ЧЕРНЯВСКИЙ¹, Г.Г. МЕЖЕНЦЕВ²

¹Военная академия Республики Беларусь
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
macteram@gmail.com

²Военная академия Республики Беларусь
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
macteram@gmail.com

Работа отражает результаты исследования существующих вариантов приоритетного распределения ресурсов центра коммутации сети связи военного назначения. Предложен метод распределения ресурсов, учитывающий важность передаваемой информации, классы каждого отдельного приоритетного потока и время прибытия пакета в очередь.

Ключевые слова: приоритетная обработка трафика, способ распределения ресурсов.

Обеспечение своевременности информационного обмена в иерархической структуре абонентов сети связи военного назначения является актуальной и достаточно сложной задачей, особенно в период воздействий противника на цифровые системы связи Вооружённых сил.

В настоящее время успешное выполнение боевых задач напрямую зависит от применяемых средств телекоммуникаций, используемых для организации взаимодействия командиров и подчинённых частей. Стремительное развитие технологий позволило повысить производительность сетей и предоставить пользователям возможность использования множества интегральных услуг. Как показывает практика, экспоненциальный рост числа пользователей и используемых приложений способствует возникновению десятков разновидностей типов трафика в рамках одной мультисервисной сети. При этом снижается производительность центра коммутации, и как результат происходит потеря полезной информации. В случае, если на узле управления не реализованы механизмы приоритетного обслуживания абонентов, вероятность потерь пакетов с высоким весом приоритета увеличивается, что сказывается на управлении в рамках отдельной части в целом.

В ряде отечественных и зарубежных публикаций излагаются алгоритмы обработки информационных пакетов, основанные на теории массового обслуживания. Обоснование использования существующих алгоритмов дисциплин обслуживания влияет на производительность центров коммутации и всю сеть в целом. Сложность реализации выбора обусловлена в основном многомерностью альтернатив, компоненты которых, как правило, конфликтуют между собой. В качестве альтернатив в центрах коммутации выступают различного рода конкурирующие объекты: сигналы, распоряжения, приказание, команды.

Классический подход при распределении пакетов информации в центрах коммутации предполагает разбиение всей очереди на приоритетный и не приоритетный трафик, при этом обработка пакетов каждой отдельной очереди организуется в соответствии с алгоритмом обработки маршрутного процессора, причём основной ресурс отдаётся более приоритетной очереди [1].

Специфика организации сетей связи военного назначения ставит под сомнение использование алгоритмов и протоколов маршрутизации сетей общего пользования для организации связи в интересах Вооружённых Сил. Для обеспечения своевременности информационного обмена приоритетным трафиком центра коммутации военной сети связи возникает необходимость решения задачи определения приоритетов на множестве многомерных альтернатив или выбора наиболее предпочтительного варианта.

Возможным подходом к решению указанной задачи является построение приоритетных моделей с динамическим распределением приоритетов с учётом важности передаваемой информации, классов каждого отдельного приоритетного потока и времени прибытия пакета в очередь. Этот подход сводится к построению некоторой функции предпочтения для рассматриваемого класса объектов на основе использования принципов идентификации. Значения функции предпочтения дают возможность поставить в соответствие каждому виду сравниваемых объектов единую количественную характеристику. Эта характеристика может быть использована как основа однозначного упорядочивания объектов в соответствии с системой предпочтения лиц, принимающих окончательное решение о выборе.

Способ приоритетного распределения ресурсов центра коммутации военного назначения представлен на рис. 1.

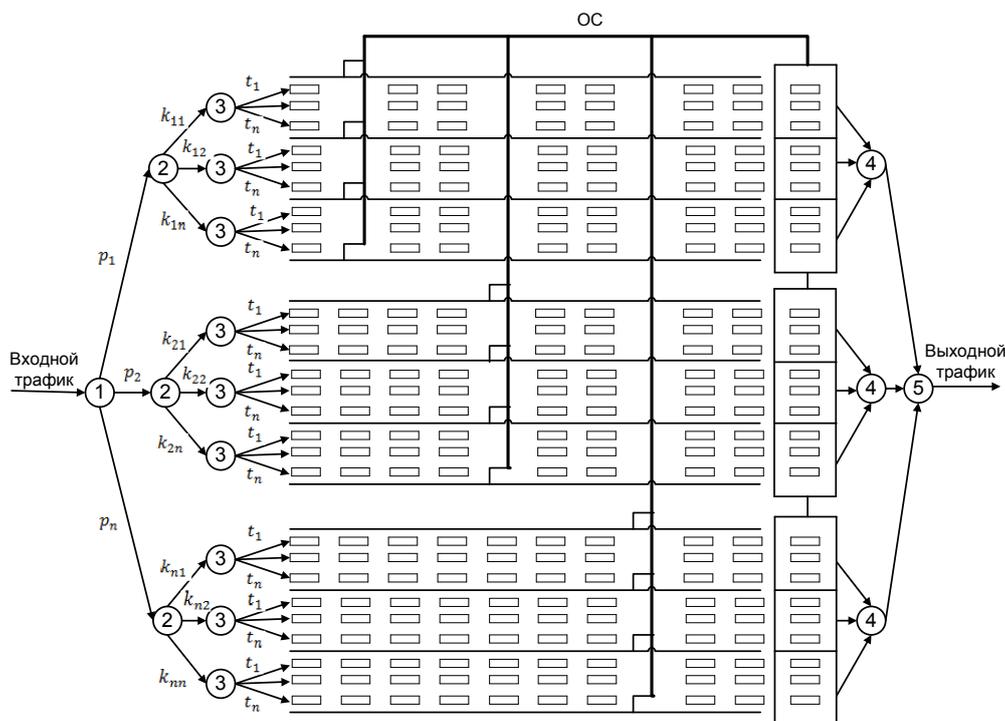


Рис. 1. Распределение ресурсов центра коммутации военного назначения по приоритетам, классам и временным показателям

Использование предложенного метода позволит усовершенствовать существующие алгоритмы обработки пакетного трафика центров коммутации военной сети связи и снизить вероятность потерь пакетов с высоким весом приоритета абонентов.

Список литературы

1. Олифер, В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов. СПб, 2011.

СИСТЕМА СТВОЛОВОЙ РАДИОСВЯЗИ СОЛЯНОЙ ШАХТЫ

Н.Н. ИСАКОВИЧ, М.И. АПАНАСОВ, А.И. ЗАБЕНЬКОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск. 220013, Республика Беларусь
isakovich@tut.by

Предложена функциональная схема аппаратуры радиосвязи в шахтном стволе Солигорского калийного комбината. Разработаны требования к основным блокам радиосистемы.

Ключевые слова: система стволовой шахтной радиосвязи.

Система стволовой радиосвязи представляет собой локальную сеть вида точка-точка (LAN) для передачи речи и данных между клетью и машинным отделением. В качестве радиомоста используются стандартные приемопередатчики диапазона 2400МГц.

Рассмотрим функциональную схему аппаратуры радиосвязи, устанавливаемой в клетю шахтного ствола (рис. 1).

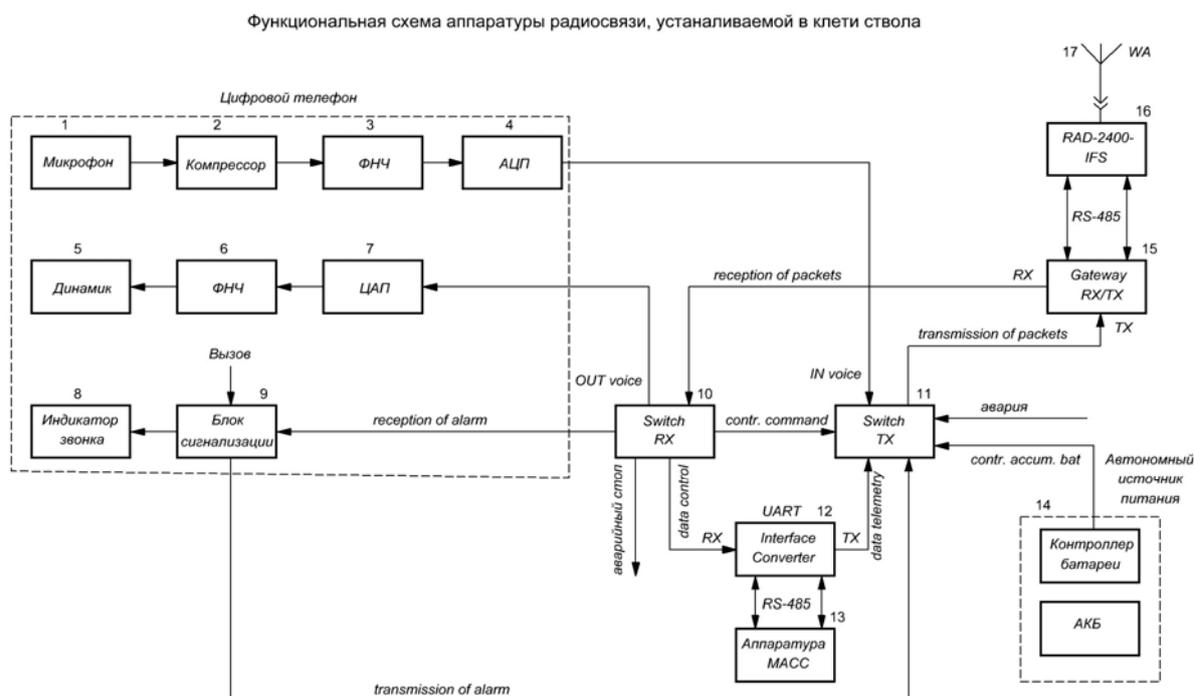


Рис. 1 Функциональная схема аппаратуры радиосвязи

Она включает цифровой телефон, аппаратуру МАСС 13 с преобразователем интерфейса 12, коммутаторы приема 10 и передачи 11, контроллер аккумуляторной батареи автономного источника питания 14, шлюз приема/передачи 15, приемопередатчик 16 с направленной антенной 17.

Цифровой телефон состоит из канала передачи речи, канала приема речи и системы сигнализации. Канал передачи речи включает микрофон 1, компрессор 2, сжи-

мающий динамический диапазон сигнала микрофона, фильтр нижних частот (ФНЧ) 3 с полосой 3,4 кГц и 8-битный АЦП 4. Канал приема речи состоит из 8-битного ЦАП 7, ФНЧ с полосой 3,4 кГц 6 и динамика 5. ЦАП и АЦП имеют частоту тактирования 8000 бит/с, поэтому скорость несжатого цифрового аудио составляет 64000 бит/с.

Система сигнализации состоит из блока сигнализации 9, который по команде «Вызов» генерирует команду «звонок» (alarm) для телефона в машинном отделении, принимает команду «звонок» (alarm) от телефона в машинном отделении и включает индикацию звонка (звуковую и/или световую).

В локальной сети используется пакетная передача данных, которые в соответствии с их назначением и адресами коммутируются в коммутаторах приема 10 и передачи 11. Коммутатор приема 10 принимаемые пакеты с выхода RX шлюза 15 и перенаправляет их на выходы OUT voice, contr. command, data control, alarm и аварийный стоп. Коммутатор передачи 11 данные со входов IN voice, contr. command, data telemetry, alarm, contr. assm. bat и авария коммутирует на вход TX шлюза 15.

Шлюз приема/передачи 15 из пакетов на входе TX формирует кадры в соответствии с выбранным протоколом связи, которые по интерфейсу RS-485 подаются на вход приемопередатчика 16 с направленной антенной 17. Принятые кадры информации преобразуются шлюзом в пакеты в соответствии с внутренним протоколом и поступают на выход RX.

Аппаратура радиосвязи, устанавливаемая в машинном отделении, содержит функциональные блоки, рассмотренные выше, и дополнительные блоки, входящие в систему контроля функционирования радиоканала: блок контроля радиоканала, индикатор работы радиоканала, ПЭВМ. Блок контроля радиоканала формирует контрольную команду contr. command, которая передается по радиоканалу в клетку и возвращается по радиоканалу обратно (частота передачи контрольной команды устанавливается при настройке LAN). При возникновении ошибок в принятой контрольной команде подается команда о неисправности радиоканала на индикатор и в ПЭВМ. По командам contr. assm. bat формируются также данные о состоянии напряжения, емкости и температуре аккумуляторной батареи, которые подаются на индикатор и в ПЭВМ. В ПЭВМ фиксируются все информационные процессы LAN – команды, речь, результаты диагностики радиоканала и состояние АКБ фиксируются в журнале событий.

Аппаратура прошла предварительные испытания в шахтном стволе 4-го рудоуправления Солигорского калийного комбината.

ОБМЕН ОПЫТОМ ПРЕПОДАВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ДИСЦИПЛИН

И.И. АСТРОВСКИЙ¹, Г.Г. МЕЖЕНЦЕВ², С.Н. КАСАНИН³

¹*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kafsiut@bsuir.by*

²*Военная академия Республики Беларусь
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
varb@mail.by*

³*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kas.sv40@rambler.ru*

Обмен опытом чрезвычайно важен в условиях непрерывного совершенствования форм и методов образования, повсеместного внедрения средств вычислительной техники, систем компьютерной видеоконференцсвязи и других новейших технических средств и в то же время в условиях заинтересованности предприятий в специалистах, способных проектировать и обслуживать конкретные образцы телекоммуникационного оборудования.

Ключевые слова: специалисты связи, обучение студентов и курсантов, общетеоретическая подготовка, специальная техника, материальное обеспечение, рейтинговая оценка.

Несмотря на то, что цель у всех вузов – выпускать высококлассных специалистов, пути достижения этой цели и решаемые при этом задачи по ряду причин могут существенно отличаться.

Поскольку БГУИР готовит специалистов связи для всех отраслей народного хозяйства, целесообразно уделять больше внимания общетеоретической подготовке студентов, не привязываясь к конкретным образцам оборудования связи. Это приводит к тому, что выпускник, придя на производство, оказывается не готовым к обслуживанию оборудования предприятия. Требуются время и затраты на дополнительное обучение.

Военная академия, наоборот, готовит специалистов, получающих необходимые знания и навыки обслуживания конкретных образцов военной техники. Выпускник ВА РБ практически готов к выполнению служебных обязанностей по прибытию в войска.

Военный факультет БГУИР также готовит кадровых офицеров связи для Вооруженных Сил Беларуси, но уже в условиях гражданского вуза, где большинство лабораторных работ и практических занятий проводится без привязки к конкретным образцам техники. И здесь требуются дополнительные меры, чтобы и в этом случае выпускать специалистов, готовых как можно быстрее приступить к выполнению служебных обязанностей.

Образовательный процесс на военном факультете построен так, что большинство практических занятий проводится на образцах военной и специальной техники на базе воинских частей. Неоспоримым преимуществом такого обучения является взаимосвязь высококвалифицированных преподавателей гражданских кафедр, обеспечивающих теоретическую подготовку, и преподавателей-офицеров, имеющих большой опыт эксплуатации образцов военной и специальной техники.

Следует отметить и различие в возможностях материального обеспечения занятий.

БГУИР, помимо обучения студентов-госбюджетников, обучает студентов-платников, студентов-заочников, студентов дистанционного обучения и граждан иностранных государств. Это позволяет зарабатывать дополнительные средства для материального обеспечения занятий. БГУИР обладает большими возможностями для обновления лабораторных работ, выполняемых на макетах, но особый упор делается на приобретение средств вычислительной техники.

Вычислительная техника используется как при чтении лекций, так и проведении практических и лабораторных занятий. В последние годы в учебный процесс внедряется видеоконференцсвязь. Интересно, что вычислительная техника в ряде случаев может создавать тренажеры и создавать условия близкие к работе на реальной аппаратуре. К сожалению, разработка необходимого программного обеспечения требует существенных временных и материальных затрат. Таким образом, выпускник БГУИРа владеет вычислительной техникой, но подготовить его к работе на конкретной аппаратуре затруднительно, даже из-за её многообразия.

В последние годы и в ВА РБ всё в большей степени начинает применяться вычислительная техника, особенно при подаче лекционного материала и в дипломном проектировании.

Имеется и отличие в дисциплине посещения занятий. Если курсанты строго посещают все занятия, то студентов (не говоря уже о заочниках и студентах дистанционного обучения) проконтролировать затруднительно. Здесь уместно обратить внимание на положительный опыт рейтингового контроля, проводимого на факультете телекоммуникаций БГУИРа, где на регулярной основе ведущие преподаватели дают отчеты в деканат о ходе занятий, об успеваемости студентов и пропусках занятий. На основе отчетов составляются и вывешиваются для всеобщего обозрения рейтинговые таблицы. Это позволяет контролировать ход учебного процесса и даже привлекать родителей для воздействия на нерадивых студентов.

Нельзя не отметить важности качественной подготовки учебно-методических пособий и оперативного их издания, наличия локальной компьютерной сети и наличие библиотек, как обычных, так и электронных, возможность доступа к электронной учебно-методической документации и возможность бесплатного доступа к электронной библиотеке Национальной библиотеки Республики Беларусь.

Наряду с теоретической и практической подготовкой студентов и курсантов по телекоммуникационным дисциплинам важную роль играет идейно-воспитательная работа, участие студентов в творческих и спортивных кружках. Организация встреч, соревнований и обмен опытом в этих вопросах оказывается чрезвычайно полезным.

ИНТЕРПОЛЯЦИЯ В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

А.Д. АНТОНЕНКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
bsuir-507@mail.ru

Процессы модуляции, демодуляции и преобразования частот неизбежны в любой радиосистеме передачи информации. Если эти процессы выполняются в цифровой форме, что характерно для большинства современных систем связи, то возникает проблема согласования скоростей (тактовых частот) входного сигнала и несущего колебания. Эта же задача актуальна и при математическом моделировании систем связи, использующих какое-либо преобразование частоты. Рассматривается способ решения проблемы при помощи различных видов интерполяции и определяются требования к блоку интерполяции.

Ключевые слова: интерполяция, многоскоростная обработка сигналов, согласование скоростей, тактовая частота.

При построении систем радиосвязи в настоящее время стремятся к максимальному использованию цифровой обработки сигналов. В результате низкочастотный (НЧ) тракт и тракт промежуточной частоты (ПЧ) являются цифровыми, и только ВЧ-тракт – аналоговый. При подобной реализации (рис. 1) модулятор, формирующий комплексную огибающую радиосигнала, работает на тактовой частоте $f_{T,1}$, совпадающей с тактовой частотой входного потока данных. Цифровой гетеродин, формирующий отсчеты поднесущего колебания ПЧ, использует свою тактовую частоту $f_{T,2}$, превышающую более чем в 2 раза (в соответствии с теоремой Котельникова) значение $f_{ПЧ}$. С учетом того, что значение $f_{ПЧ}$ превышает (иногда в десятки раз) верхнюю граничную частоту F_B спектра модулирующего сигнала (потока данных), значения тактовых частот $f_{T,1}$ и $f_{T,2}$ будут также различными. Соответственно, система становится многоскоростной и встает проблема согласования тактовых частот сигналов, подаваемых на входы преобразователя частоты.

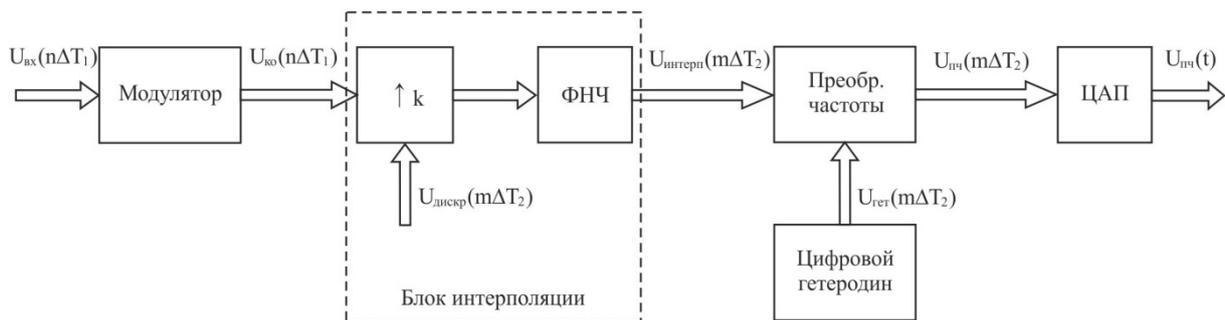


Рис.1. Обобщенная структурная схема передающего тракта ПЧ системы цифровой радиосвязи

Многоскоростная обработка сигналов (multirate processing) предполагает, что в процессе линейного преобразования цифровых сигналов возможно изменение частоты дискретизации в сторону уменьшения или увеличения [1]. Выполнение этой операции возложено на блок интерполяции, включающий в себя собственно интерполятор, обес-

печивающий вставку дополнительных отсчетов, и фильтр нижних частот (ФНЧ), подавляющий нежелательные компоненты в спектре преобразуемого сигнала.

В зависимости от значения интерполирующего множителя k рассматриваются два типа интерполяции:

а) интерполяция с целым шагом. Интерполятор увеличивает частоту дискретизации входного сигнала $U_{ВХ}(n\Delta T_1)$ с $f_{Т.1}$ до $f_{Т.2} = k \cdot f_{Т.1}$ путем введения $(k-1)$ отсчетов (нулевых либо аппроксимированных) после каждого отсчета входного сигнала;

б) интерполяция с нецелым шагом. На практике такое преобразование частоты дискретизации выполняют представлением нецелого множителя k максимально близким приближением рациональными числами вида l/m . Это позволяет выполнять преобразование частоты дискретизации последовательными операциями - интерполяцией с шагом l и затем децимацией с шагом m . Поскольку при этом низкочастотные фильтры интерполятора и дециматора следуют друг за другом и работают на одной тактовой частоте, то вместо двух фильтров можно применять один, имеющий меньшую (из двух) частоту среза [2].

В любом из перечисленных случаев спектр сигнала на выходе блока интерполяции будет определяться как произведение свертки спектров входного сигнала $U_{ВХ}(f)$ и дискретизирующей последовательности $U_{ДИСКР}(f)$ на комплексный коэффициент передачи интерполятора $K_{ИНТ}(f)$, а затем - на комплексный коэффициент передачи $K_{ФНЧ}(f)$:

$$U_{ИНТЕРП}(f) = U_{ВХ}(f) * U_{ДИСКР}(f) \times K_{ИНТ}(f) \times K_{ФНЧ}(f). \quad (1)$$

Принимая во внимание, что при выполнении условия $f_{Т.2} \geq 2 \times F_{В}$ передискретизация сигнала $U_{ВХ}(n\Delta T_1)$ последовательностью $U_{ДИСКР}(n\Delta T_2)$ не изменяет его составляющие с частотами, не выходящими за пределы $\pm F_{В}$, можно сделать вывод, что для безыскаженной интерполяции сигнала необходимо обеспечить условие равномерности коэффициента передачи блока интерполяции, определяемого в соответствии с (1) как произведение коэффициентов передачи интерполятора и ФНЧ, в пределах полосы частот $\pm F_{В}$. В свою очередь, частотная характеристика интерполятора зависит от способа вычисления промежуточных отсчетов и будет либо равномерной (вставка нулевых отсчетов либо отсчетов постоянной амплитуды), либо спадающей (аппроксимация отсчетов). В последнем случае снижаются требования к крутизне склонов АЧХ ФНЧ и упрощается его реализация. Естественно, виды аппроксимации отсчетов, при которых АЧХ интерполятора становится неравномерной уже в пределах полосы $\pm F_{В}$, нежелательны, так как требуют дополнительной частотной коррекции.

Таким образом, используя различные способы интерполяции, можно распределить вычислительную сложность между интерполятором и ФНЧ и оптимизировать использование ресурсов элементной базы.

Список литературы

1. *Витязев В.В., Зайцев А.А.* Основы многоскоростной обработки сигналов: Учебное пособие. Часть 1; Рязан. гос. радиотехн. акад. - Рязань, 2005. - 124 с.

2. *Айфичер Э., Джервис Б.* Цифровая обработка сигналов. Практический подход. / М., «Вильямс», 2004, 992 с.

ВЛИЯНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ КАНАЛА НА КАЧЕСТВО IP-ТЕЛЕФОНИИ

В.В. МАЛЫШКО, Н.В. ТАРЧЕНКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
tarchenko@bsuir.by*

Показана взаимосвязь пропускной способности канала передачи трафика IP-телефонии, задержек и джиттера в канале на качество восстановления речевого сигнала на E-модели.

Ключевые слова: пропускная способность, кадр, пакет.

Трафик IP телефонии (Voice over IP, VoIP) в современных пакетных сетях является важнейшей составляющей общего трафика. Шлюзы IP-телефонии предоставляют пользователям возможности для создания оптимальных и эффективных решений при построении сетей связи. Характерными особенностями IP-телефонии являются [1]: обеспечение эффективного использования полосы пропускания на существующих каналах передачи данных; простая интеграция с существующими сетями и наличие различных сетевых интерфейсов для подключения различного телекоммуникационного оборудования; возможность адаптации VoIP-оборудования под различные задачи, наличие встроенных средств гибкой маршрутизации вызовов и создание единых номерных планов; работа в условиях различных сетевых сред; поддержка механизмов качества обслуживания (QoS); возможность подключения к операторским сетям по разным стандартным протоколам.

В настоящее время для реализации IP-телефонии применяются два основных протокола: H.323 и SIP.

Кодирование исходных речевых сигналов и их пакетизация вносят дополнительную задержку порядка 15—45 мс, возникающую по следующим причинам: использование буфера для накопления сигнала и учёта статистики последующих отсчётов (алгоритмическая задержка); математические преобразования, выполняемые над речевым сигналом, требуют процессорного времени (вычислительная задержка).

Подобная задержка появляется и при декодировании речи на приемной стороне.

Задержку кодека необходимо учитывать при расчёте сквозных задержек. Кроме того, сложные алгоритмы кодирования/декодирования требуют более серьёзных затрат вычислительных ресурсов системы.

Проведённый в различных исследовательских группах анализ качества передачи речевых данных через Интернет показывает, что основным источником возникновения искажений, снижения качества и разборчивости синтезированной речи является прерывание потока речевых данных, вызванное [1]: потерями пакетов при передаче по сети связи; превышением допустимого времени доставки пакета с речевыми данными.

Это требует решения задачи оптимизации задержек в сети и создание алгоритмов компрессии речи, устойчивых к потерям пакетов (восстановления потерянных пакетов).

Основными преимуществами IP-телефонии является снижение требований к полосе пропускания, что обеспечивается учётом статистических характеристик речевого трафика: блокировкой передачи пауз (диалоговых, слоговых, смысловых и др.), которые могут составлять до 40-50 % времени занятия канала передачи; высокой избыточ-

ностью речевого сигнала и его сжатием (без потери качества при восстановлении) до уровня 20-40 % исходного сигнала.

В то же время для VoIP критичны задержки пакетов в сети, хотя технология обладает определенной устойчивостью к потерям отдельных пакетов. Так, потеря до 5 % пакетов не приводит к ухудшению разборчивости речи. При передаче телефонного трафика по технологии VoIP должны учитываться жёсткие требования к качеству услуг, характеризующие: качество установления соединения, определяемое в основном скоростью установления соединения, качество соединения, показателем которого являются сквозные (воспринимаемые пользователем) задержки и качество воспринимаемой речи.

Общая приемлемая задержка по стандарту [2] — не более 250 мс. Причины задержек при передаче голосовых данных по сети IP, в большой степени связаны с особенностями транспорта пакетов. Протокол TCP обеспечивает контроль доставки пакетов, однако достаточно медленный и потому не используется для передачи голоса. Протокол UDP быстро отправляет пакеты, однако восстановление потерянных данных не гарантируется, что приводит к потерянными частям разговора при восстановлении речевого сигнала. Ухудшается качество передачи и при увеличении джиттера (отклонении в периоде поступления-приёмки пакетов), проявляющегося при передаче трафика через большое число узлов в нагруженной IP-сети. Недостаточно высокая пропускная способность сети (например, при одновременной нагрузке несколькими пользователями), существенно влияет не только на задержки (то есть рост джиттера), но и приводит к большим потерям пакетов

Для решения подобных проблем предлагается комплекс мер: использование алгоритмического восстановления потерянных частей голоса (усреднение по соседним данным); приоритезация трафика во время транспорта в одной сети при помощи пометки IP-пакетов в поле Type of Service; использование буфера джиттера оптимального объема, который позволяет накапливать пакеты и выдавать их с заданной периодичностью; организация прямого обмена между узлами вызывающего и вызываемого абонентов при посредничестве промежуточных серверов только на этапе установления и завершения вызова; применение кодеков с меньшей алгоритмической задержкой (для уменьшения нагрузки на процессор).

Несмотря на «узкополосность» VoIP, требования, накладываемые при проектировании сетей, способные обеспечивать передачу голоса с высоким качеством, достаточно специфичны и требуют тщательного расчета параметров пропускной способности.

В работе на основе E-модели [2] показано влияние пропускной способности канала IP-телефонии, задержки и джиттера на качество передачи речевого сигнала.

Следовательно, если не зарезервировать полосу пропускания канала для передачи трафика телефонии, абоненты не смогут адекватно воспринимать речь друг друга, либо разговор будет происходить с огромными задержками.

Список литературы

1. *Гольдштейн Б.С., Пинчук А.В., Суховицкий А.Л.* IP-Телефония. – М.: Радио и связь, 2001. – 336с.
2. Recommendation ITU-T G.107 The E-model: a computational model for use in transmission planning - 12/2011.

ПЕРЕДАЮЩИЙ КОМПЛЕКС НАЗЕМНОГО ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

Э.Б. ЛИПКОВИЧ, В.В. ДРИЦ, Т.А. ЕРМАКОВА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь*

Аналоговое вещание как формат доставки телевизионных программ пользователям по техническим, энергетическим и качественным показателям исчерпал себя и заменяется на цифровые методы вещания в рамках стандартов DVB-T и DVB-T2.

Ключевые слова: мультиплекс, помехоустойчивое кодирование, наземное вещание.

В рассматриваемом передающем комплексе НЦТВ (рис.1) формирование пакетов ТВ-программ, их канальная обработка и трансляция модулированных сигналов осуществляется по двум схемам. В первой из них требуемый мультиплекс создается на базе программ, принятых с геостационарных ИСЗ на направленные антенны и блок малощумящих конверторов. В блоке цифровых демодуляторов производится демодуляция транспортных пакетов, доставленных на отдельных несущих, их канальное декодирование и ремультимплексирование.

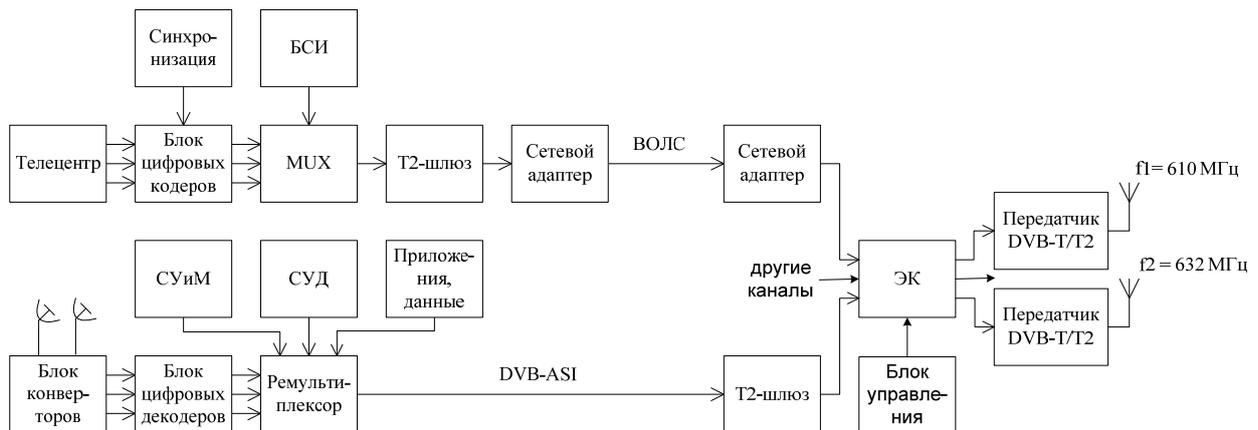


Рис. 1. Структурная схема передающего комплекса

Под действием команд от системы управления и мониторинга (СУиМ) в ремультимплексе осуществляется распаketирование транспортных пакетов, выделение из них цифровых данных рейтинговых программ и создание нового мультиплекса требуемого объема. Параллельно в ремультимплексе производится обработка и вставка программ цифрового звукового вещания, видеоприложений, рекламных сюжетов и др. В ремультимплексе по указаниям оператора осуществляется переназначение PID, снятие кодировки с закрытых программ, коррекция PCR, замена служебной информации, находящейся в таблицах NIT, PAT, PMT, EIT, SDT, TOT и TDT и др. Сформированный мультиплекс может содержать 9...10 цифровых программ при общей скорости передачи 22,5...27 Мбит/с и скорости данных на программу 2,5...3 Мбит/с. С выхода ремультимплекса транспортный поток через DVB-ASI-интерфейс поступает на T2-шлюз, кото-

рый осуществляет адаптацию данных к параметрам канала стандарта DVB-T2. Поток данных с длиной элементарных TS-пакетов по 188 байт (DVB-T) или 8100 байт (DVB-T2) подается на электронный коммутатор. Для адаптации скорости сформированного цифрового пакета к пропускной способности тракта в процессе ремультимплексирования возможно транскодирование данных и так называемый трансрейтинг, состоящий в выравнивании скорости данных по отдельным программам. При организации платных услуг на стороне передачи предусмотрена система условного доступа.

Во втором варианте организации канала вещания все программы формируются на телецентре. Выбранные для вещания программы подвергаются предварительной обработке, цифровому компрессированию по стандарту MPEG-4 AVC/H.264 и их мультимплексированию в транспортный поток данных для передачи через интерфейс DVB-ASI или IP-Ethernet [1]. Интерфейс IP-Ethernet сложнее, чем DVB-ASI, но менее чувствителен к длине соединительной линии, процедурам буферизации данных и задержкам. В процессе мультимплексирования к основным пакетам данных добавляются служебные пакеты, с помощью которых на приемной стороне осуществляется выбор конкретных программ. Полученный поток в последовательном коде со скоростью данных около 25...27 Мбит/с доставляется по ВОЛС или радиорелейной линии связи на электронный коммутатор передающей станции. Длина соединительных линий определяется удаленностью телецентра от точки трансляции. При использовании ВОЛС применяются сетевые адаптеры, например, типа FlexGain FOM4E/2-SA, которые производят преобразование электрического потока в оптический и наоборот. Данный адаптер обеспечивает передачу Ethernet-трафика со скоростью до 100 Мбит/с по одному или двум волокнам оптического кабеля и до 2 потоков E1 G.703.

В блоках тракта передачи производится помехоустойчивое кодирование, многоступенчатое перемежение, посимвольное демультимплексирование данных на парциальные субпотoki, OFDM-модуляция, цифро-аналоговое преобразование и передача радиосигналов на выделенных для вещания частотах. Процесс OFDM-модуляции производится программно с использованием дискретного обратного преобразования Фурье. Базовый формат модуляции в системах DVB-T принят QPSK, QAM-16 и QAM-64. В системах DVB-T2 дополнительно используется QAM-256, что позволяет передать 4 программы HD-разрешения. Синхронизация приемников и быстрая их настройка на параметры вещания осуществляются путем введения на стороне передачи пилот-сигналов. Для борьбы с многолучевостью на радиолиниях между OFDM-символами присутствуют защитные интервалы.

Передатчики DVB-T/T2 строятся по модульному принципу, оснащены элементами защиты от перегрузок, имеют компенсаторы нелинейных искажений, используют транзисторные усилители мощности и устройства суммирования мощностей. Высокая частотная стабильность передатчиков обеспечивается за счет их синхронизации опорными сигналами, полученными от ИСЗ навигационных систем GPS или «ГЛОНАСС».

Список литературы

1. *Липкович Э.Б.* Системы наземного цифрового телевизионного вещания: метод. пособие. Мн. БГУИР, 2011.

СИСТЕМЫ УСЛОВНОГО ДОСТУПА В СЕТЯХ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

Э.Б. ЛИПКОВИЧ, А.В. ЛЕВИЦКИЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь*

Рассматриваются особенности построения систем условного доступа (СУД) в сетях спутникового и наземного вещания, которые призваны защитить мультимедийный материал правообладателя от несанкционированного приема и использования.

Ключевые слова: защита информации, несанкционированный прием, контрольное слово, шифрование контента.

Сущность работы СУД состоит в искажении закрываемой информации настолько, чтобы ее просмотр или перехват секретных материалов стали невозможными без применения специального декодирующего устройства при приеме и оплаты за предоставляемые услуги [1]. В цифровых системах мультимедийного вещания защита информации осуществляется за счет избыточного кодирования (скремблирования) данных на стороне передачи и их восстановления в дескремблере на стороне приема (рис. 1).



ЕСМ – Entitlement Control Message – сообщение контроля доступом
ЕММ – Entitlement Management Message - сообщение разрешения на доступ

Рис.1. Структурная схема организации условного доступа

Согласно рекомендациям DVB, устройства и процедуры скремблирования установлены едиными для всех сетей спутникового, наземного и кабельного вещания. Однако структура построения скремблера и алгоритм его работы являются неизвестными для операторов сетей ТВ-вещания, поскольку право на производство устройств скремблирования/дескремблирования отдано определенным компаниям (Scopus, Tandberg, NDS, Scientific Atlante).

В системах DVB скремблер управляется кодовой комбинацией или по-другому контрольным словом (КС). Периодичность смены КС составляет 4...5 с, что исключает прочтение передаваемой информации путем перебора ключей. На приемной стороне дескремблер управляется тем же контрольным словом, которое для безопасной его доставки всегда шиф-

руется при передаче. Способ шифрования КС устанавливается вещателем сети и регистрируется в ETSI. Шифрование КС осуществляется достаточно сложным сеансовым (долговременным) ключом с продолжительностью его действия несколько недель, месяц или более. Набор долговременных ключей для их смены ограничен. Это связано с небольшим размером энергонезависимой памяти абонентской карты (смарт-карты), хранящей эти ключи. Тактика обновления этих ключей в карте определяется оператором сети и производится подачей на декодеры специальных команд.

В процессе восстановления закрытых программ на приемной стороне осуществляется идентификация принятого способа кодирования, расшифровка КС, аутентификация и авторизация абонентов с установлением их прав на доступ к платным услугам и др.

С общих позиций рассматриваемая система условного доступа соответствует симметричной модели криптографии, в которой на стороне передачи и приема используется один и тот же секретный ключ для выполнения обратимых преобразований. В рамках этой модели создано большое число СУД с аппаратными и программными способами криптозащиты, которые пригодны также для интерактивных сетей. С точки зрения информационной безопасности аппаратная реализация криптоалгоритмов имеет преимущества перед программной, однако уступает последней по стоимости и скорости обработки информации.

К числу программных способов шифрования контента, применяемых в мобильных, кабельных, IPTV и Интернет-сетях, относятся системы криптозащиты Verimatrix Content, Secure, Irdeto, Nagravision, Conax Contego. Этим системам присущи различные подходы по обеспечению информационной безопасности и мерам защиты ядра СУД от возникающих угроз. Они отличаются архитектурой построения, числом используемых ключей, методами шифрования, сложностью алгоритмов и программного обеспечения.

На стороне пользователей применяются как карточные, так и бескарточные способы восстановления переданной информации. Бескарточный способ дешифрации предлагается компаниями Verimatrix, Irdeto, Conax Contego и Access-Ora, в которых предусматривается использование специального программного обеспечения и секретных алгоритмов. Считается, что для сетей с повышенным риском перехвата информации предпочтительнее карточный вариант, хотя взлом программного чипсета представляется более сложным, чем взлом смарт-карты. Наличие в сети обратного канала позволяет существенно усилить механизмы защиты контента от атак на предоставляемые услуги и снизить вероятность взлома СУД.

Список литературы

1. *Липкович Э.Б., Кисель Д.В.* Проектирование и расчет систем цифрового спутникового вещания. Мн. БГУИР, 2006.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ОРГАНИЗАЦИИ СПУТНИКОВОГО МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ И ОБМЕНА ИНФОРМАЦИЕЙ

Э.Б. ЛИПКОВИЧ, В.В. ДРИЦ, Ф.Р. ДЖАФАРОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь*

Среди базовых спутниковых технологий приоритетное положение занимает мультимедийное цифровое вещание и интерактивный широкополосный доступ к информационным ресурсам.

Ключевые слова: мультимедийное вещание, геостационарные спутники, высокоскоростной обмен информацией, стандарт DVB-S/S2.

Спутниковые технологии на базе геостационарных космических аппаратов (КА) обладают уникальной возможностью охватить обслуживанием значительные территории Земли с неограниченным числом приемных устройств, расположенных как на суше, так и на море. Земная станция (ЗС) приемопередающего сегмента спутниковой сети (рис. 1) располагается вне города и соединена с телецентром, центрами сбора и обработки информации (ЦСОИ), стационарными и мобильными сетями с помощью волоконно-оптических или радиорелейных линий связи.

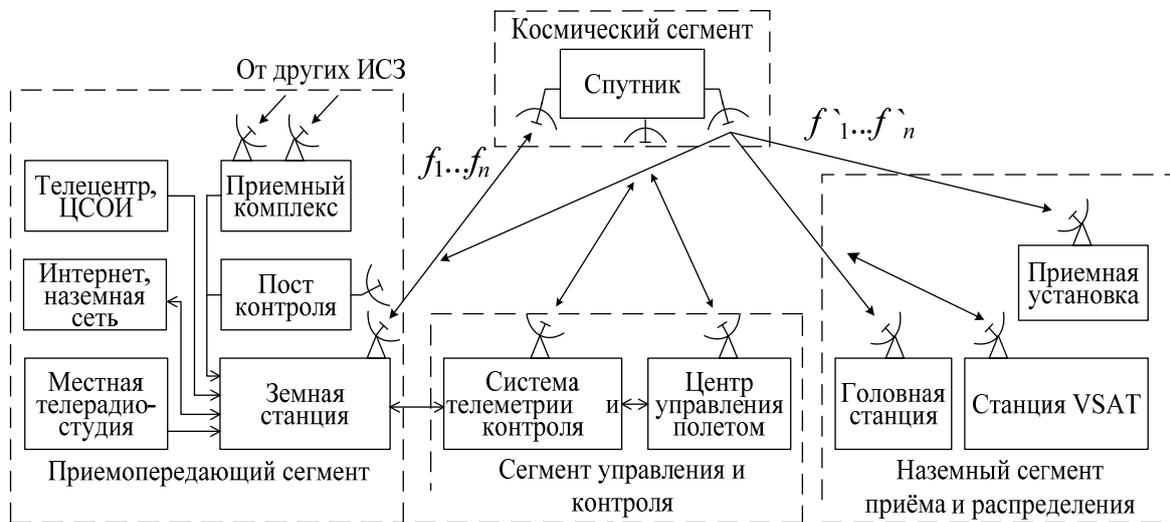


Рис. 1. Структурная схема спутниковой сети вещания

При организации вещания из доставленных на ЗС мультимедийных данных создаются цифровые пакеты программ требуемого содержания и объема. Кроме ТВ-программ в состав цифрового мультиплекса входят программы звукового вещания, данные пользователей, служебная и сервисная информация. Сформированный транспортный поток данных подвергается скремблированию (перемешиванию) и каналному помехоустойчивому кодированию с перемежением (перестановкой) данных. В системах стандартов DVB-S/S2 используется двухступенчатое каналное кодирование с разным типом кодов в каждой

ступени, что обеспечивает высокую исправляющую способность передаваемой информации на приемной стороне. В стандарте DVB-S в первой ступени принят блочный код Рида-Соломона с кодовой скоростью $R_{PC} = 188/204$, во второй – несистематический сверточный код с $R_{СК} = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8$ [1]. В стандарте DVB-S2 в первой ступени используется код Боуза-Чоудхури-Хоквингема, во второй – код с низкой плотностью проверок на четность, что позволяет повысить энергетический потенциал радиолиний на 2,5 дБ [2]. После процедур кодирования в каналах стандарта DVB-S осуществляется QPSK-модуляция, в каналах DVB-S2 возможна модуляция вида: QPSK, PSK-8, APSK-16 и APSK-32. Первые два формата модуляции применимы для ТВ-вещания, два других – для высокоскоростного обмена информацией или сбора новостей с мест событий, для которых принципиально снижение используемой полосы канала и затрат на аренду спутникового ресурса. В тракте передачи ЗС модулированный сигнал переносится на требуемую частоту несущей, усиливается, объединяется с другими каналами в блоке сложения и излучается антенной в направлении спутника. Для наполнения каждого канала необходимым объемом вещания некоторая часть программ создается на местной телерадиостудии, часть доставляется из сети Интернет или принимается с других спутников. Часть рейтинговых программ засекречивается в системах условного доступа с целью исключить несанкционированный просмотр видеоматериалов на приемной стороне. Типовая скорость данных в канале с полосой 36 МГц и модуляцией QPSK составляет 35...45 Мбит/с, при использовании модуляции PSK-8 – 55...65 Мбит/с. Скорость данных на программу в формате сжатия MPEG-4 AVC/H.264 для SD-разрешения 2,6...3,2 Мбит/с, для HD-разрешения – 8...10 Мбит/с. Вся совокупность ретрансляторов и антенн, расположенных на спутниковой платформе КА, образуют модуль полезной нагрузки. Кроме него на платформе присутствуют системы энергоснабжения, ориентации антенн на требуемые зоны вещания, устройства пространственной стабилизации КА и др. Общее число ретрансляторов на платформе в зависимости от класса КА от 10 до 90. Коррекция положения КА на орбите ведется с центра управления полетом (ЦУП). Контроль за состоянием устройств КА выполняет станция телеметрии и контроля. Передача сигналов через ИСЗ осуществляется по схеме с прямой ретрансляцией. Реже используется ретрансляция с обработкой сигналов на борту. Прием транслируемых с ИСЗ сигналов производится на антенны головных станций, оборудование телецентров, приемные установки индивидуального и коллективного пользования. Демодуляция радиосигналов в стандарте DVB-S осуществляется по алгоритму Витерби с мягким принятием решения, в стандарте DVB-S2 – по итеративному алгоритму Галагера. При организации обмена информацией через ИСЗ в зоне обслуживания располагается большое число (несколько тысяч) малогабаритных приемопередающих станций типа VSAT с размером антенн 0,8...1,8 м. Скорость передачи данных в направлении этих станций 1...6 Мбит/с, в направлении ИСЗ – 0,5...2 Мбит/с.

Список литературы

1. ETSI EN 300 421 «Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services».
2. ETSI EN 302 307 «Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications».

ЭФФЕКТИВНОСТЬ СВЁРТОЧНОГО КОДИРОВАНИЯ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ С МНОГОПОЗИЦИОННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Э.Б. ЛИПКОВИЧ, М. БУРКОВА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kafstk@bsuir.by*

Приведены расчетные формулы для определения помехоустойчивости цифровых систем и энергетического выигрыша от кодирования (ЭВК) при использовании многопозиционных видов модуляции КАМ-М и ФМ-М, несистематического свёрточного кодирования и декодирования по алгоритму Витерби.

Ключевые слова: отношение несущая-шум (ОНШ), приёмное устройство (ПУ).

Определяющим показателем эффективности цифровых систем с помехоустойчивым кодированием является ЭВК, который показывает меру снижения ОНШ на входе ПУ за счёт кодирования, при сохранении заданной вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ и принятого вида модуляции

$$\Delta G_{\text{к}} = \rho_0 - \rho_{\text{ок}} + 10 \cdot \lg R_{\text{ск}}, \text{ дБ}, \quad (1)$$

где $\rho_0, \rho_{\text{ок}}$ - ОНШ при отсутствии и наличии кодирования, дБ;
 $R_{\text{ск}}$ - кодовая скорость свёрточного кода.

Для получения аналитической зависимости $\Delta G_{\text{к}}$ от параметров системы и вероятности ошибки необходимы расчётные соотношения для ρ_0 и $\rho_{\text{ок}}$. Вывод формул для определения ρ_0 в системах с КАМ-М и ФМ-М модуляцией, когерентной демодуляцией и аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) в каналах связи основывается на соотношениях [1]:

$$\rho_{\text{ош}}^{\text{КАМ-М}} = \frac{2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot \text{erfc}(z)}{m} \cdot \left(1 - 0,5 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot \text{erfc}(z)\right), \text{ для } m - \text{ чётных}; \quad (2)$$

$$\rho_{\text{ош}}^{\text{КАМ-М}} = \frac{1 - \left(1 - \text{erfc}(z)\right)^2}{m}, \text{ для } m - \text{ нечётных}; \quad z = \sqrt{3 \cdot m \cdot h_0 / 2 \cdot (M - 1)}; \quad (3)$$

$$\rho_{\text{ош}}^{\text{ФМ-М}} = \frac{\text{erfc}(z)}{m}; \quad z = \left(\sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \sqrt{h_0 \cdot m}; \quad (4)$$

$$\text{erfc}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_z^{\infty} \exp(-u^2) du \cong \frac{1}{z\sqrt{\pi}} \cdot 10^{-z^2/2,3}, \quad (5)$$

где M – порядок модуляции; $m = \log_2 M$ – кратность модуляции; $h_0 = E_0/N_0$ – пороговое отношение; $\text{erfc}(z)$ – дополнительный интеграл вероятности.

Выполнив преобразование соотношений (2) – (5) относительно h_0 , и учтя, что $\rho_0 = 10 \lg h_0 \cdot m$, получим расчётные формулы для определения ОНШ при отсутствии кодирования

$$\rho_0^{\text{КАМ-М}} = 10 \cdot \lg \left(1,533 \cdot (M - 1) \cdot \left(A_0 - 0,5 \cdot \lg(2,3 \cdot A_0)\right) \cdot \mu_0\right), \text{ дБ}; \quad (6)$$

$$A_0 = -\lg P_{\text{ош}} - \lg \frac{m \cdot \sqrt{\pi}}{2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}, \text{ для } m - \text{ чётных}; \text{ для } m - \text{ нечётных принять } \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) = 1;$$

$$\rho_0^{\Phi M-M} = 10 \cdot \lg \left[2,3 \cdot (A_1 - 0,5 \cdot \lg(2,3 \cdot A_1)) / \sin^2 \left(\frac{\pi}{M} \right) \right] \cdot \mu_0, \text{ дБ}; \quad (7)$$

$$A_1 = -\lg P_{\text{ош.в}} - \lg m \cdot \sqrt{\pi}, \text{ для } m=1, 2, 3 \dots$$

где $\mu_0 = 1 - m \cdot P_{\text{ош.в}}$ – коэффициент, компенсирующий погрешность принятых приближений для $P_{\text{ош.в}} \geq 10^{-2}$.

Вывод формул для определения ОНШ на входе ПУ, систем с АБГШ, свёрточным кодированием, многопозиционной модуляцией и декодированием по алгоритму Витерби, основывается на соотношениях [1]:

$$P_{\text{ош.в}}^{\text{HAM-M}} = \frac{2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot d_c \cdot R_{\text{ср}}}{m} \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{3 \cdot m \cdot h_{\text{ОК}} \cdot d_c \cdot R_{\text{ср}} / 2 \cdot (M-1)} \right); \quad (8)$$

$$P_{\text{ош.в}}^{\Phi M-M} = \frac{d_c \cdot R_{\text{ср}}}{m} \cdot \text{erfc} \left[\sin^2 \left(\frac{\pi}{M} \right) \cdot \sqrt{h_{\text{ОК}} \cdot m \cdot d_c \cdot R_{\text{ср}}} \right], \quad (9)$$

где d_c – свободное расстояние Хэмминга; $h_{\text{ОК}} = E_{\text{ОК}}/N_0$ – пороговое отношение при наличии кодирования; $P_{\text{ош.в}}$ – вероятность ошибки на бит на выходе декодера Витерби.

Используя (5), выполним преобразование соотношений (8) – (9) относительно $h_{\text{ОК}}$. Учтя, что $\rho_0 = 10 \lg(h_{\text{ОК}} \cdot m \cdot R_{\text{ср}})$, получим формулы для определения ОНШ при наличии кодирования

$$\rho_{\text{ОК}}^{\text{HAM-M}} = 10 \cdot \lg \frac{1,833 \cdot (M-1) \cdot (A_2 - 0,5 \cdot \lg(2,3 \cdot A_2)) \cdot \mu_0}{d_c \cdot \beta(P_{\text{ош.в}})}, \text{ дБ}; \quad (10)$$

$$A_2 = -\lg P_{\text{ош.в}} + \lg \frac{2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot d_c \cdot R_{\text{ср}} \cdot \beta(P_{\text{ош.в}})}{m \cdot \sqrt{\pi}}, \text{ для } m - \text{чётных}; \text{ для } m - \text{нечётных} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) = 1;$$

$$\beta(P_{\text{ош.в}}) = \left(1 - \frac{1,2 \cdot \left(1 - \sqrt{P_{\text{ош.в}}}\right)}{-\lg P_{\text{ош.в}}} \right);$$

$$\rho_{\text{ОК}}^{\Phi M-M} = 10 \cdot \lg \frac{2,3 \cdot (A_2 - 0,5 \cdot \lg(2,3 \cdot A_2)) \cdot \mu_0}{d_c \cdot \beta(P_{\text{ош.в}}) \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi}{M} \right)}, \text{ дБ}; \quad (11)$$

$$A_2 = -\lg P_{\text{ош.в}} + \lg \frac{d_c \cdot R_{\text{ср}} \cdot \beta(P_{\text{ош.в}})}{m \cdot \sqrt{\pi}}.$$

Подставив в (1) полученные выражения для ρ_0 и $\rho_{\text{ОК}}$, формула для ЭВК следующая

$$\Delta G_K = 10 \cdot \lg [d_c \cdot R_{\text{ср}} \cdot \beta(P_{\text{ош.в}}) \cdot \xi], \text{ дБ} \quad (12)$$

$$\xi^{\text{HAM-M}} = \frac{A_2 - 0,5 \cdot \lg(2,3 \cdot A_2)}{A_2 - 0,5 \cdot \lg(2,3 \cdot A_2)}, \quad \xi^{\Phi M-M} = \frac{A_2 - 0,5 \cdot \lg(2,3 \cdot A_2)}{A_2 - 0,5 \cdot \lg(2,3 \cdot A_2)}$$

Для используемых в системах наземного и спутникового вещания свёрточных кодеров с порождающими полиномами (171 и 133) и конструктивной длиной $K=7$ значение d_c при $R_{\text{ср}}=1/2, 2/3, 3/4, 5/6$ и $7/8$ составляют 10, 6, 5, 4 и 3 соответственно. Полученное выражение для ЭВК является достаточно полным и при бесконечно малой вероятности ошибок переходит к известному предельному выражению вида $\Delta G_K = 10 \cdot \lg d_c \cdot R_{\text{ср}} [1]$.

Список литературы

1. Прокис Дж. Цифровая связь. М.: 2000.

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ СЕТЕЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ GSM 900/1800 и UMTS

П.Б. ПЛЯКИН¹, В.Н. МИЩЕНКО²

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220071, Республика Беларусь
plyakin.91@mail.ru*

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
mishchenko@bsuir.by*

Темпы увеличения количества радиоэлектронных средств (РЭС) мобильной связи приводят к усложнению методик определения параметров электромагнитной совместимости (ЭМС) внутрисистемного и межсистемного характера. Особое значение приобретает соблюдение условий ЭМС на межсистемном уровне, когда базовые станции (БС) систем мобильной связи воздействует на работу других РЭС связи в совместных частотных диапазонах.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, GSM, UMTS, внутрисистемные помехи, межсистемные помехи.

Основными факторами, определяющими ЭМС РЭС, являются следующие факторы: рабочая частота; эквивалентная изотропная излучаемая мощность радиопередатчиков БС; диаграмма направленности антенны и ее ориентация в пространстве; затухание в антенно-фидерном тракте радиоприемного устройства; количество активных пользователей; взаимное удаление РЭС и т. д.

Из целого ряда критериев, применимых при анализе ЭМС РЭС, для исследования наиболее подходящими являются энергетические. Использование этих критериев предполагает расчет мощности помехи и сигнала и сравнение их отношения с защитными отношениями, рассчитанными для данного сочетания взаимодействующих сигналов. Такой подход позволяет определить необходимое пространственное разнесение между взаимодействующими РЭС [1]. Вывод о том, что условия ЭМС выполняются, делается в случае, если отношение мощностей сигнал/помеха на входе демодулятора приемника мобильной или базовой станции превышает некоторый уровень, например, 9 дБ для стандарта GSM [2,3].

В настоящее время широкое применение находит математическая модель приемника на основе характеристик, которые могут быть получены измерениями без анализа его внутренней структуры [3]. Характеристики приемника, представленные в виде всех полученных результатов измерений, после статистической обработки формируют в виде математических моделей, совокупность которых и является моделью приемника, характеризуя его линейные и нелинейные свойства. Такая форма представления приемника позволяет строить гибкие алгоритмы оценки ЭМС, включая в них каждый раз те элементы, которые отражают эффекты, представляющие интерес на данном этапе исследования. Оценка совокупности интенсивности ЭМП диапазона 900/1800 МГц во внешней области применяется модель Окамура-Хата. Рассматриваются случаи размещения абонентских станций в условиях городской застройки, что определяет важность влияния экранирующего действия зданий [4].

Для получения точных оценок степени влияния радиопомех в ходе определения условий ЭМС для сетей UMTS наиболее приемлемым становится метод статистического моделирования, получивший название метода Монте-Карло [5]. Используя формы расчета затухания в свободном пространстве и Рекомендации ITU-R PN .525-2, и ITU-R PN .529-3, [6,7] выражение для затухания сигнала на трассе распространения можно записать так:

$$L_{БС-МС} = 121,2 + 33,81 \lg R; \quad (1)$$

где $L_{БС-МС}$ – затухание на трассе распространения между базовой и мобильной станциями. R – расстояние между станциями, км.

Для определения затухания на трассах распространения между двумя МС нужно применить модифицированную модель Хата [8]. В этом случае для используемых в текущих исследованиях исходных данных равенство будет иметь вид:

$$L_{МС-МС} = 152,6 + 35,21 \lg R; \quad (2)$$

Выражения (1) и (2) применяются для расстояний $R \geq 0,1$ км. При $R < 0,04$ км используется модель прямой видимости. Тогда для линии радиосвязи между БС и МС выражение примет вид:

$$L_{БС-МС} = 91,5 + 20 \lg(R'); \quad (3)$$

где, R' — расстояние по прямой между геометрическими центрами антенн.

В переходной зоне, на расстояниях $0,04 \text{ км} \leq R \leq 0,01 \text{ км}$:

$$L_{МС-МС} = 63,5 + 900(R - 0,04); \quad (4)$$

$$L_{БС-МС} = 67,5 + 333(R - 0,04). \quad (5)$$

Список литературы

1. *В.И. Мордачев*, Системная экология сотовой радиосвязи. Издательский центр БГУ. Минск, 2009 г.
2. Технические требования к радиооборудованию системы сотовой подвижной связи стандарта GSM 900. Проектное и научно-исследовательское республиканское унитарное предприятие «Гипросвязь».
3. Технические требования к радиооборудованию системы сотовой подвижной связи стандарта GSM 1800. Проектное и научно-исследовательское республиканское унитарное предприятие «Гипросвязь».
3. *С.В. Афонин, В.Ф. Корсак*, Проблемы электромагнитной совместимости систем сотовой связи. Зв'язок №4, 2004 с 26-29.
5. *Клемент Темане Нуа*, Статистическая оценка электромагнитной совместимости сетей сотовой связи методом Монте-Карло Ярославль 2007.
6. ITU-R PN.525-2: Calculation of free-space attenuation. 1994-08.
7. ITU-R P.529-3. Prediction methods for the terrestrial land mobile service in the VHF and UHF bands.
8. ERC REPORT 68 Monte-Carlo simulation methodology for the use in sharing and compatibility studies between different radio services or systems. Naples, February 2000 revised in Regensburg, May 2001 and Baden, June 2002.

КРАСОТА РЕПЕРНЫХ МНОЖЕСТВ

В.К. КОНОПЕЛЬКО¹, В.А. ЛИПНИЦКИЙ², Н.В. СПИЧЕКОВА³

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kafsiut@bsuir.by

²Военная академия Республики Беларусь
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
valipnitski@yandex.ru

³Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
n.spichukova@gmail.com

Рассматриваются геометрические образы представителей S_n^2 -орбит реперных множеств.

Ключевые слова: фрактал, реперное множество, квадрат симметрической группы.

Во второй половине XX века была разработана теория фракталов – удивительных объектов математического мира – бесконечных множеств точек, имеющих самоподобную структуру и дробную размерность. Значимость их давно уже вышла за пределы математики. Серия работ и монографий о фракталах (см., например, [1 – 3]) завершилась восхитительной книгой «Красота фракталов» [4], породившей новое направление современного искусства.

Теория и практика сжатия, обработки, передачи и распознавания изображений давно уже пришли к фундаментальному понятию «реперных множеств» – минимального количества точек на изображении, позволяющих идентифицировать передаваемый образ. Актуальнейшая для теории информации проблема классификации реперных множеств важна во многих областях науки и жизнедеятельности человека – прежде всего в обработке многокурсовых изображений, в применении радарной техники, в генетике и медицине (бактометрия), в физике, в теории графов и теории групп, в теории помехоустойчивого кодирования, и так далее (см. [5]).

Общепринята классификация реперных множеств по их мощности n относительно S_n^2 – квадрата симметрической группы S_n , действующей на строках и столбцах квадратной матрицы порядка n , состоящей из нулей и n единиц. $P(n)$ – количество S_n^2 – орбит – стремительно растет с ростом n : $P(2) = 3$, $P(12) = 30825$; $P(102) = 1057368098259743734406815287874396796082663132302516285076455894397796731$. Вычисление $P(n)$ представляет собой комплексную, сложную, филигранную компьютерную работу и приобрело характер международного научно-спортивного соперничества – по образу и подобию соперничества в вычислении наибольшего простого числа (см. [6]). Заметим, что наибольшее из вычисленных на сегодняшний день значений $P(n)$ – число $P(102)$ – получено в 2013 году белорусским студентом Александром Сергеем под руководством профессора Липницкого В.А.

На повестку дня встают две новые проблемы.

1. Как сжать (с восстановлением) гигантски растущее количество S_n^2 – орбит.

2. Найти единственный, но наиболее характерный представитель в каждой S_n^2 – орбите реальный образ орбиты.

Обратим внимание на сложность второй проблемы. Так, при $n = 5$ имеется 34 названные орбиты. Операцией матричного транспонирования это количество можно почти уполовинить. Как назвать орбиту из 5 элементов, порожденную матрицей, в которой все пять единиц расположены в первой строке? Конечно, «Фаланга» – готовая к бою фаланга Спартанских воинов, скажем, в ущелье Фермопил. Геометрический образ этой орбиты представлен на рис. 1а. Вот орбита перестановочных матриц мощностью $5! = 120$. В качестве представителя можно взять единичную матрицу. Соответствующий образ можно назвать «Диагональ» или «Стрела». Скучновато. Поищем другие варианты: образ 1б – «Веер» или «Стрельба по цели»; образ 1в – «Андреевский крест». Вот орбита, порожденная матрицей рангом три, соответствующей образу 1г, – советский «Знак качества» или «Кремлевская звезда» – в зависимости от выбора способа соединения вершин. В этой же орбите есть представитель с образом 1д – «Палатка», «Треугольник» или «Дельта». Возьмём для разнообразия одну из орбит с шестью точками, порожденную, скажем, матрицей, соответствующей образу 1е, – «Удар молнии». Но в этой же орбите есть представитель с образом 1ж – «Параллелограмм» или «Ванты», есть также представитель с образом 1з – «Трапеция». Представитель же с образом 1и может быть начертан в стиле древней японской графики или в постмодернистском стиле, но с одинаковым названием: «Восход над Фудзиямой».

Как же разбудит нашу фантазию переход к орбитам с большим n ! Здесь нас явно ждут красоты, абсолютно не уступающие «фрактальным»!

«Суша теория мой друг, а древо жизни пышно зеленеет!» – совершенно справедливо философски восклицал великий Гёте И.В. в своём «Фаусте». И был прав.

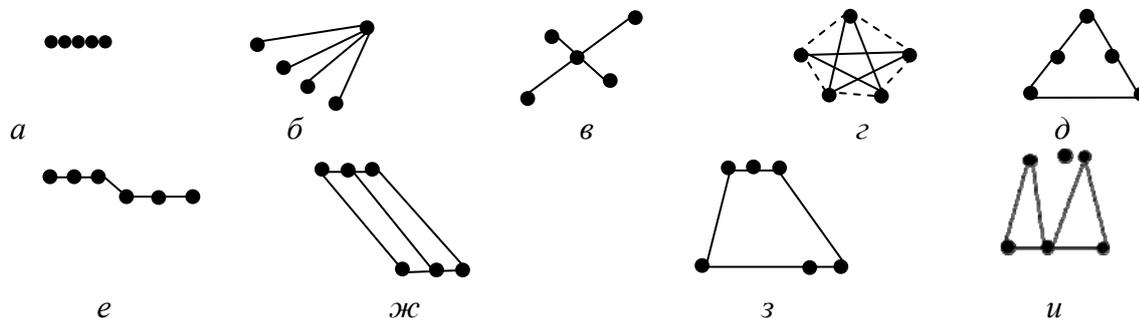


Рис. 1. Геометрические образы представителей S_n^2 – орбит реперных множеств

Список литературы

1. Мандельброт Б. Фрактальная геометрия природы. М.: Институт компьютерных исследований, 2002.
2. Федер Е. Фракталы. М.: Мир, 1991.
3. Кроновер Р.М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. М.: 2000.
4. Патгейн Х. О., Рихтер П.Х. Красота фракталов. Образы комплексных динамических систем. Перев. с нем. М.: Мир, 1993.
5. Цветков В.Ю., Конопелько В.К., Липницкий В.А. Предсказание, распознавание и формирование образов многокурсовых изображений с подвижных объектов. Мн.: Издательский центр БГУ, 2014.
6. The On-Line Encyclopedia of Integer Sequences (OEIS). [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <https://oeis.org/A049311>. – Дата доступа: 18.01.2014.

ФОТОРЕАЛИСТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЛАНДШАФТОВ ПРИ РАЗРАБОТКЕ АЛГОРИТМОВ АНАЛИЗА ВИДЕО ДЛЯ БПЛА

К.А. ВОЛКОВ, И.И. СИРОТКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
u402vp@mail.ru*

Рассмотрены проблемы разработки средств автоматизированного анализа видеоданных с БПЛА. Предложена программная модель блока формирования фотореалистических изображений ландшафта на основе телеметрической информации полета БПЛА и цифровой карты местности, позволяющая сократить сроки разработки систем видеоанализа за счет отказа от натуральных испытаний на промежуточных этапах.

Ключевые слова: цифровая карта местности, фотореалистические изображения, анализ видео, БПЛА.

В настоящее время является актуальной проблема использования беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) для автоматизации мониторинга земной поверхности и наземных объектов. Одной из основополагающих тенденций в этом процессе является минимизация участия человека в обработке получаемой информации, что обуславливается значительными объемами поступающих данных и ужесточением требований к срокам ее анализа. Для большинства прикладных областей использования БПЛА, таких как сельское хозяйство, сети технических коммуникаций, охрана правопорядка, организация дорожного движения и др., преобладающим источником целевой информации является видеоизображения [1]. Среди задач автоматизированной обработки видеоданных можно выделить следующие: сопровождение наземного объекта; определение пространственных координат наземных объектов; составление и обновление фотопланов местности; составление и обновление цифровых карт рельефа местности; оптическая навигация БПЛА в отсутствие внешних навигационных и управляющих сигналов и др. [1, 2].

Разработка методов и алгоритмов обработки изображений для решения этих задач сопряжена с необходимостью применения для их проверки и отладки видеозаписи земной поверхности и синхронизированных телеметрических данных с борта БПЛА. Таким образом, процедура разработки требует проведения многочисленных летных испытаний в различных метеоусловиях, над различными типами местности. Это влечет за собой значительные временные затраты, сложности организационного и юридического характера, невозможность исследования поведения системы в критических условиях полета. Для сокращения сроков и снижения стоимости разработки на промежуточных этапах проведения исследований предлагается использовать фотореалистические изображения земной поверхности, синтезированные по цифровым картам и фотопланам местности [3], совместно с программной моделью оптической системы БПЛА (рис. 1). Это позволяет осуществлять исследование разрабатываемых методов в условиях контролируемой экспериментальной среды, обеспечивает повторяемость условий вычислительных экспериментов, а также дает возможность ранней интеграции системы видеоанализа с системой управления и автопилотирования БПЛА.

Для формирования фотореалистического изображения используются трехмерная карта ландшафта и аэрофотоснимки, предоставляемые системой Google Earth либо иными источниками [3]. Точка и направление съемки виртуальной камеры определяется на основе телеметрических данных с БПЛА (координаты в пространстве, углы на-

клона, положение и характеристики видеокамеры и др.). Последовательность телеметрических данных может быть записана в результате реального полета, либо синтезирована с учетом параметров модели БПЛА и используемых датчиков. Полученное в блоке синтеза изображение передается в блок внесения оптических искажений. Этот блок модифицирует изображение, внося в него искажения оптической системы (дисторсию, расфокусировку, смаз) и искажения воздушной среды (туман, дождь, снег). На выход блока формирования фотореалистических изображений поступает видеопоследовательность, синхронизированная с потоком телеметрических данных.

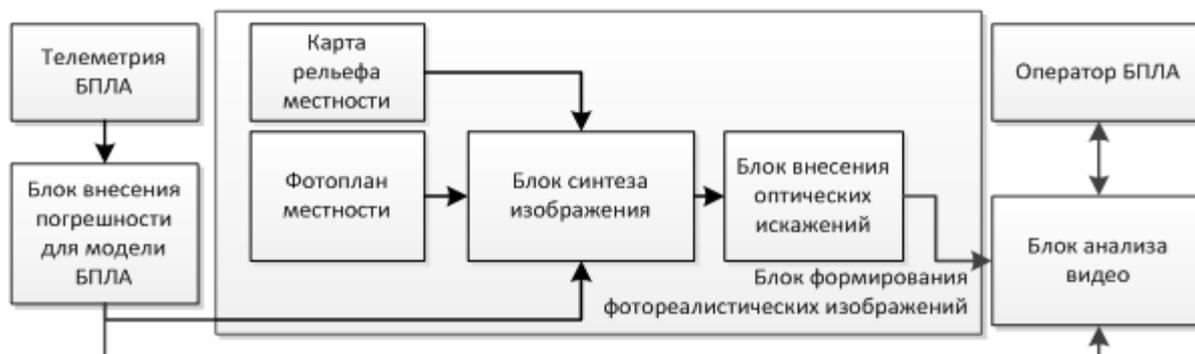


Рис. 1. Использование фотореалистических изображений в системе анализа видео БПЛА

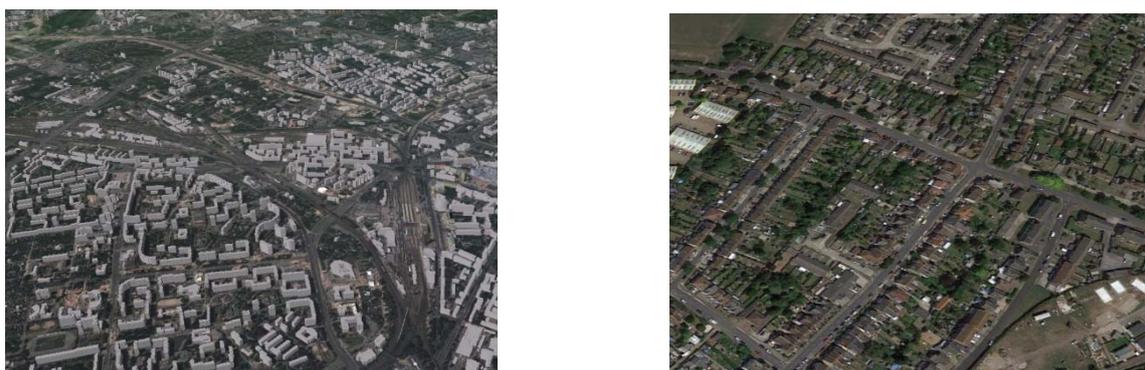


Рис. 2. Пример синтезированных фотореалистичных изображений для БПЛА

Предложенная модель блока формирования фотореалистических изображений ландшафта на основе телеметрической информации полета БПЛА реализована программно и позволяет формировать видеоданные в режиме реального времени. Качество синтезированных изображений позволяет использовать для их видеоанализа блочные методы, методы поиска ключевых точек, методы анализа в частотной области. Сравнительные испытания систем видеоанализа на синтезированных и реальных полетных данных не выявили значимых расхождений по качеству результата их работы.

Список литературы

1. Bento Maria de Fatima. Unmanned Aerial Vehicles : An Overview // Inside GNSS. 2008. Vol. 3. № 1. P. 54–61.
2. Слюсар В. Передача данных с борта БПЛА: стандарты НАТО. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2010, № 3. С. 80–86.
3. Семенов А.Е. ТороAxis – Склейка карт в автоматическом режиме — ProSystems CCTV, 2008. С. 14-18.

СПОСОБЫ СКРЫТОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ХАОТИЧЕСКОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

О.И. МОСКАЛЕНКО^{1,2}, А.А. КОРОНОВСКИЙ^{1,2}, А.С. ПАВЛОВ¹,
Н.С. ФРОЛОВ¹, А.Е. ХРАМОВ^{1,2}

¹ФГБОУ ВПО «Саратовский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского»
ул. Астраханская, 83, г. Саратов, 410012, Российская Федерация
o.i.moskalenko@gmail.com

²ФГБОУ ВПО «Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.»
ул. Политехническая, 77, г. Саратов, 410054, Российская Федерация
hramovae@gmail.com

Представлен обзор результатов по использованию хаотической синхронизации для скрытой передачи информации. Рассмотрены способы скрытой передачи данных на основе различных типов синхронного поведения (полной, фазовой, обобщенной синхронизации и т.д.) и обсуждены их достоинства и недостатки по сравнению друг с другом. Намечены пути дальнейшего совершенствования этих способов передачи информации с целью устранения имеющихся недостатков.

Ключевые слова: динамический хаос, хаотическая синхронизация, скрытая передача информации, обобщенная синхронизация, генератор хаоса, шум.

Одним из наиболее важных практических приложений хаотической синхронизации является ее применение для скрытой передачи информации [1,2]. Эта проблема берет свое начало еще с 1992 года и остается актуальной до сих пор, свидетельством чего служит непрерывный рост числа научных публикаций по данной тематике. Интерес к этой проблеме обусловлен, прежде всего, тем, что все известные до настоящего времени способы и устройства скрытой коммуникации обладают рядом принципиальных недостатков и трудностей при технической реализации, основными из которых являются низкая устойчивость к шумам, требование высокой степени идентичности к генераторам, располагающимся на различных сторонах канала связи, проблемы конфиденциальности (более детально см. обзор [2]). В последнее время появились попытки разработки способов скрытой передачи информации, лишенных в той или иной мере всех вышеперечисленных недостатков. В то же самое время, совершенствование этих способов продолжается и по сей день.

В настоящем докладе представлен обзор последних работ, посвященных использованию хаотической синхронизации для скрытой передачи информации. Рассмотрены способы скрытой передачи данных на основе полной [1], фазовой [3] и обобщенной [4,5] синхронизации, а также использующие несколько типов синхронного поведения одновременно [4,6]. Путем численного моделирования проведен сравнительный анализ вышеперечисленных способов скрытой коммуникации. Показано, что среди рассмотренных способов наиболее эффективным оказывается способ передачи информации на основе обобщенной синхронизации [5], а также его возможные модификации [7,8], направленные на повышение конфиденциальности передачи данных путем изменения характеристик передаваемого сигнала при помощи дополнительного генератора шума. В то же самое время, и эти способы не свободны от недостатков. В частности, все они по-прежнему характеризуются нестабильностью работы при неидентичности параметров генераторов, однако в отличие от других известных способов передачи информации

изначально идентичные хаотические генераторы в них располагаются на одной стороне канала связи, что позволяет осуществлять их юстировку.

Юстировка генераторов хаотических колебаний оказывается не всегда возможной. Более того, эта проблема усугубляется в процессе длительной эксплуатации устройств, что делает способы [5,7,8] неработоспособными в долгосрочной перспективе. В то же самое время, режим обобщенной синхронизации может наблюдаться не только в случае воздействия хаотического сигнала на хаотические генераторы, но и при воздействии того же хаотического сигнала на генераторы периодических колебаний [9]. Разработка идентичных генераторов периодических колебаний является менее сложной задачей, чем реализация хаотических генераторов. Более того, в данном случае нестабильность работы генераторов при неидентичности параметров выражена намного меньше, чем в случае использования генераторов хаоса, что сделает подобную схему стабильной и работоспособной в течение длительного времени. При этом качество передачи информации будет более высоким.

На основании вышесказанных аргументов предложена модификация способа передачи информации на основе обобщенной синхронизации путем замены хаотических генераторов принимающего устройства на аналогичные генераторы периодических колебаний. Эффективность способа проверена путем численного моделирования при использовании систем Ресслера и низковольтных виркаторов в качестве генераторов передающего и принимающего устройств. Показано, что в обоих случаях способ работает эффективно, при этом его устойчивость к шумам оказывается выше, чем при использовании генераторов хаоса в принимающем устройстве.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 12-02-33071) и Совета по грантам Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-345.2013.2).

Список литературы

1. *Дмитриев А.С., Панас А.Н.* Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит, 2002.
2. *Короновский А.А., Москаленко О.И., Храмов А.Е.* // Успехи физических наук. 2009. Т. 179, № 12. С. 1281-1310.
3. *Chen J.Y., Wong K.W., Cheng L.M. et al.* // CHAOS. 2003. V. 13, № 2. P. 508-514.
4. *Terry J.R., VanWiggeren G.D.* // Chaos, Solitons and Fractals. 2001. V. 12. P. 145-152.
5. *Короновский А.А., Москаленко О.И., Попов П.В., Храмов А.Е.* // Изв. РАН. Сер. физическая. 2008. Т. 72, № 1. С. 143-147.
6. *Murali K., Lakshmanan M.* // Phys. Lett. A. 1998. V. 241. P. 303-310.
7. *Moskalenko O.I., Koronovskii A.A., Hramov A.E.* // Phys. Lett. A. 2010. V. 374. P. 2925-2931.
8. *Короновский А.А., Москаленко О.И., Храмов А.Е.* // Журнал технической физики. 2010. Т. 80, № 4. С. 1-8.
9. *Короновский А.А., Москаленко О.И., Павлов А.С., Фролов Н.С., Храмов А.Е.* // Журнал технической физики. 2014. Т. 84, № 5. С. 1-8.

РАЗРАБОТКА СТРУКТУРЫ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТКС НА ОСНОВЕ МАС

А.А. ГОРЮНОВ¹, К.М. РУККАС², К.А. ОВЧИННИКОВ³

¹ Харьковский Национальный университет радиоэлектроники
пр-т Ленина, 14, г. Харьков, 61166, Украина
sqr-avers@mail.ru

² Харьковский национальный университет радиоэлектроники
пр-т Ленина, 14, г. Харьков, 61166, Украина
krukkas@gmail.com

³ Харьковский национальный университет радиоэлектроники
пр-т Ленина, 14, г. Харьков, 61166, Украина
vonhaimek@gmail.com

Телекоммуникационные технологии бурно развиваются, в связи с этим размеры ТКС становятся огромными, а управление сложным. Так как технология МАС в настоящее время так же бурно развивается и претендует на одну из ведущих ролей в рамках интеллектуальных информационных технологий, предлагается рассмотреть ее, как вариант распределенной системы управления ТКС.

Ключевые слова: телекоммуникационные системы, система управления, многоагентная система, агент, менеджер.

В любой многоагентной системе главными действующими элементами являются агенты. Агент - это система, которая размещена в некоторой среде и которая способна действовать в этой среде автономно, для достижения целей, которые поставлены перед ней ее разработчиком [1]. Важным будет сказать, что управление в ТКС строится на взаимодействии между управляющим узлом (менеджер) и элементами сети, то есть взаимодействия агента с менеджером. В основе этой схемы могут быть построены системы практически любой сложности с большим количеством агентов и менеджеров разного типа [2]. Так же узел ТКС (маршрутизатор и т.д.) можно представить в виде распределенной многоагентной системы, каждый агент – является программным решением, который может быть вшит в программное обеспечение узла ТКС, выполняющий роли управления разными процессами. На пример, агент *B* - отвечает за выделение буферного пространства, агент *R* – отвечает за выбор алгоритма маршрутизации и т.д. Так же на узле ТКС присутствует и менеджер, который управляет своими агентами и согласовывает действия с системой управления ТКС. Менеджер и агент должны располагать одной и той же моделью управляемого ресурса, иначе они не смогут понять друг друга. Агент наполняет модель управляемого ресурса текущими значениями характеристик данного ресурса, и в связи с этим модель агента называют базой данных управляющей информации МІВ (Management Information Base). Менеджер использует модель, чтобы знать о том, чем характеризуется ресурс, какие характеристики он может запросить у агента и какими параметрами можно управлять. Таким методом можно представить и распределенную систему управления ТКС (рис. 1), только взаимодействие между МАС узла и МАС управления ТКС можно организовать с помощью протокола SNMP (Simple Network Management Protocol), за счет простоты его реализации и поддержки его на широком круге устройств, заложенном в стандартную прошивку производителем обо-

рудования. Для передачи управляющей информации между агентами, управляющими ТКС, предлагается использовать протокол UDP, для своевременного принятия управляющих решений.

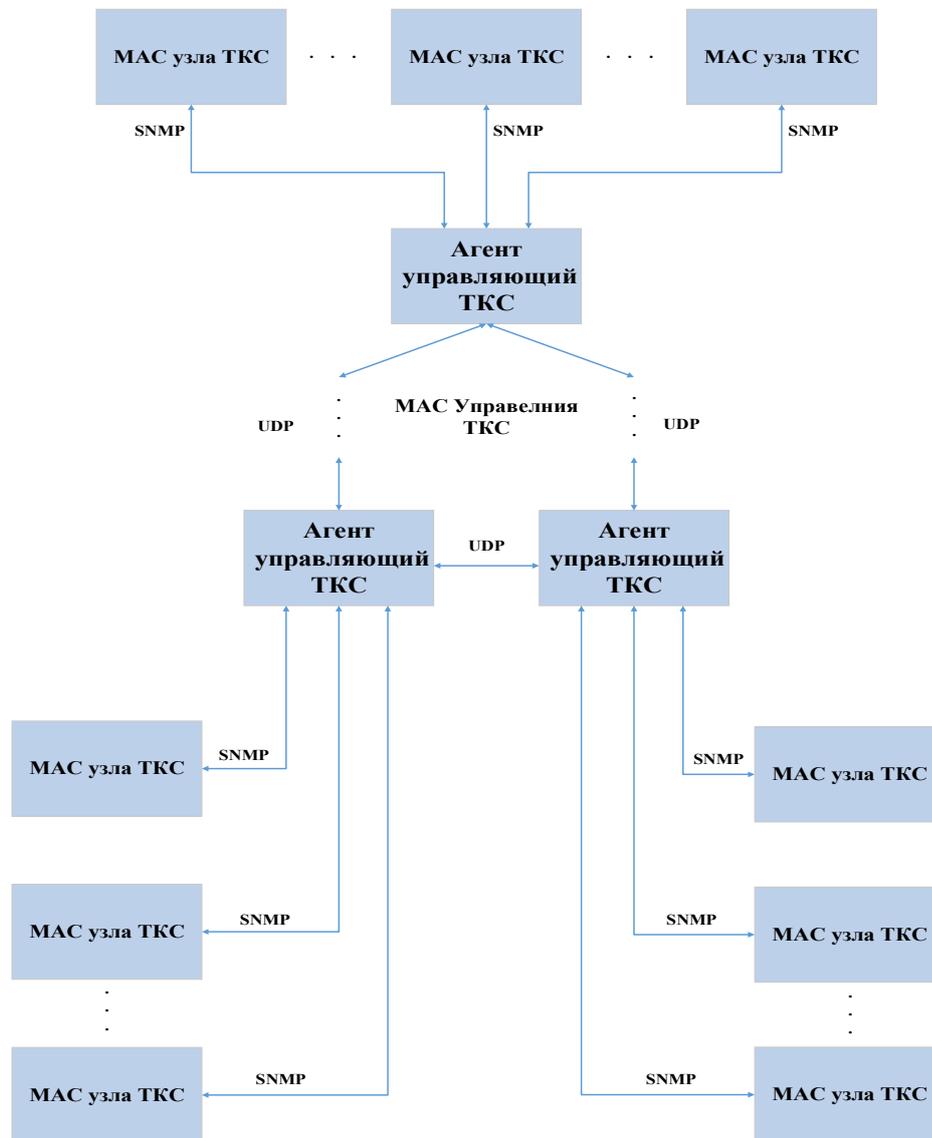


Рис. 1. Многоагентная система распределенного управления ТКС

В заключении, так как управление в ТКС основано на взаимодействии интерфейсов и протоколов, то агенты на каждом уровне решают различные задачи. Поэтому для решения задачи распределенного управления ТКС структура MAC должна представлять собой распределенную гетерогенную систему с частичной взаимосвязью между агентами, обладающая свойствами масштабируемости и простотой реализации.

Список литературы

1. Рассел С., Норвиг П. Искусственный интеллект. Современный подход. 2-е изд. Вильямс, 2007 – 1407с.
2. Поповский В.В., Олейник В.Ф. Математические основы управления и адаптации в телекоммуникационных системах – X.: СМИТ, 2011. – 362с.

ЛИНЕЙНАЯ СЛОЖНОСТЬ АЛГЕБРО-ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ КОДОВЫХ СТРУКТУР ПЕРЕМЕННОЙ СКОРОСТИ

В.В. ПАНЬКОВА, С.Б. САЛОМАТИН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
vr.pankova@gmail.com*

Системы связи используют алгебро-геометрические кодовые структуры переменной скорости передачи информации. Оценка свойства линейной сложности кодовых последовательностей позволяет сделать вывод о возможности их формирования на основе заданного кодового сегмента и проанализировать эффективность процесса кодирования. Алгебро-геометрические кодовые структуры переменной скорости формируются на кривой Эрмита и предназначены для использования в современных сетях инфокоммуникаций.

Ключевые слова: алгебро-геометрический код (АГ-код), кривая Эрмита, линейная сложность, алгоритм Берлекэмп-Мессис (БМ).

Одна из главных задач современных систем передачи информации заключается в повышении эффективности использования пропускной способности каналов, что делает актуальными вопросы совершенствования методов кодирования. Системы связи широко используют коды с переменной скоростью передачи информации, позволяющие применять коллективный доступ с кодовым разделением и распределять полосу пропускания канала между различными источниками информации наиболее оптимально. Методы алгебро-геометрического кодирования являются перспективными и позволяют формировать множество кодовых структур для переменной скорости передачи. Алгоритм БМ позволяет исследовать линейную сложность алгебро-геометрических кодовых векторов переменной скорости, построенных на кривой Эрмита в поле $GF(16)$, и на основе профилей линейной сложности кодовых структур оценить сложность воспроизведения каждой кодированной последовательности.

АГ-коды с переменной скоростью. Исследуемые кодовые конструкции построены на кривой Эрмита, заданной уравнением $f = y^4 + y - x^5$ в поле $GF(16)$, образованном примитивным многочленом $p(x) = x^4 + x + 1$. Кривая содержит 64 рациональные точки. Использование различного набора генераторных функций из базиса $\Phi = \{1, x, y, xy, x^2, x^2y, y^2, \dots\}$, позволяет внести структурные изменения и сформировать коды $C^*(j)$ разных скоростей [1]: $C^*(10)$, (64,19,40), $a + b \leq 6$; $C^*(10)$, (64,19,40), $a + b \leq 10$; $C^*(7)$, (64,30,25), $a + b \leq 10$; $C^*(5)$, (64,44,15), $a + b \leq 10$; $C^*(5)$, (64,44,15), $a + b \leq 14$.

Множество кодовых слов $C(c_1, c_2, \dots, c_{n-1})$ каждой кодовой конструкции $C^*(j)$ получено как произведение информационного вектора-строки на порождающую матрицу:

$$\|c_j\|_n = G \|I_i\|_k^T = \|\varphi_i(P_j)\|_{k,n} \|I_i\|_k^T, \quad (1)$$

где $c = (c_0, c_1, \dots, c_{n-1})$ – кодовое слово;

G – порождающая матрица размерности $k \times n$;

$I = (I_0, I_1, \dots, I_{k-1})$ – информационный вектор.

Линейная сложность кодовых структур. Под линейной сложностью понимают длину самого короткого регистра сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС), способного воспроизвести эту последовательность [2].

Анализ линейной сложности выбранных кодовых структур проводится на основе выборки из $i=100$ сформированных кодовых слов $C(c_1, c_2, \dots, c_{n-1})$ каждой конструкции $C^*(j)$. Сформированные вектора алгебро-геометрического кода длиной $n = 64$ символа преобразованы в бинарные последовательности размерности $n = 256$, к которым применён алгоритм БМ. По результатам вычислений построены графики профилей линейной сложности.

Профили исследуемых кодовых структур имеют линейную зависимость, а все кодированные вектора характеризует высокий уровень линейной сложности, граничные значения которого меняются в пределах от 120 до 132. На рис.1 приведены результаты моделирования уровней линейной сложности для каждого кода $C^*(j)$.

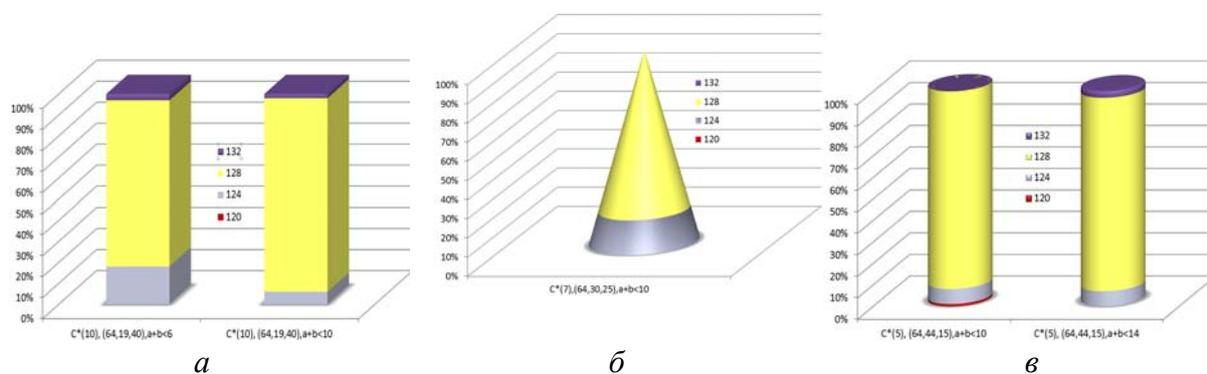


Рис. 1. Значения уровней линейной сложности конструкций АГ-кодов переменной скорости:
 а – коды $C^*(10)$; б – код $C^*(7)$; в – коды $C^*(5)$

На диаграммах представлены коды трёх скоростей передачи информации: для $C^*(10)$ скорость составляет 0,3, для $C^*(7)$ – 0,47, для $C^*(5)$ – 0,69, к тому же конструктивное различие в паре $C^*(10)$, как и в $C^*(5)$, – это разница в степенях генераторных функций. Подавляющее большинство в объёме исследуемых кодовых векторов, около 79-92%, в зависимости от конструкции $C^*(j)$, имеет уровень линейной сложности 128, что означает приемлемый профиль линейной сложности для каждой начальной точки кодированных последовательностей. Более высоким уровнем обладают коды, образованные при помощи генераторных функций более высоких степеней ($C^*(10)$, $a + b \leq 10$; $C^*(5)$, $a + b \leq 14$), зависимость же линейной сложности от скорости кода не значительна.

Таким образом, АГ-коды характеризуются устойчивой сложностью воспроизведения (РСЛОС с полиномом обратной связи степени не ниже 120), сравнимой со сложностью квадратично-вычетных кодов. Одной такой качественной характеристики, как высокая линейная сложность, недостаточно для гарантии стойкости, но низкая линейная сложность означала бы очевидную недостаточную надёжность при использовании таких кодовых структур в алгоритмах кодирования с переменной скоростью передачи.

Список литературы

1. Patrick J. Morandi. Lecture Notes for Mathematics 601. Error Correcting Codes and Algebraic Curves. Fall, 2001.
2. Саломатин С.Б. Поточные криптосистемы: учеб. пособие. Минск, 2006.

РАСЧЁТ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ С МНОГОПОЗИЦИОННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И СВЁРТОЧНЫМ КОДИРОВАНИЕМ

Э.Б. ЛИПКОВИЧ¹, М. БУРКОВА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kafstk@bsuir.by*

Приведены результаты расчёта эффективности систем по полученным ранее формулам (см. в данном сборнике статью «Эффективность свёрточного кодирования в системах с многопозиционной модуляцией»).

Ключевые слова: помехоустойчивость, декодер Витерби, модуляция.

На рис. 1 приведены зависимости изменения ОНШ (P_0, P_{0K}) на входе демодулятора в функции вероятности ошибки на выходе декодера Витерби $P_{ош.в}$, рассчитанные для систем с QPSK (КАМ-4, ФМ-4) модуляцией и $R_{ск}=1/2, 3/4, 7/8$. Видно, что с уменьшением $R_{ск}$ улучшается помехоустойчивость устройства и расширяется диапазон скорректированных ошибок. Аналитическая взаимосвязь между вероятностями битовых ошибок на входе $P_{ош.вх}$ и выходе декодера Витерби $P_{ош.в}$ при условии $P_0 = P_{0K}$ имеет вид:

$$-\lg P_{ош.вх} = \lg \left(\frac{m \cdot \sqrt{2.3 \cdot \pi}}{2 \cdot (1 - 1/\sqrt{M})} \right) + \frac{A_1 + 0.5 \cdot \lg 2.3 \cdot A_1}{d_c \cdot \beta(P_{ош.в})}, \quad (1)$$

Формула (1) справедлива для КАМ-М с чётными m . Для КАМ-М с нечётными m в (1) следует принять $(1 - 1/\sqrt{M})=1$, для ФМ-М – принять $2 \cdot (1 - 1/\sqrt{M})=1$.

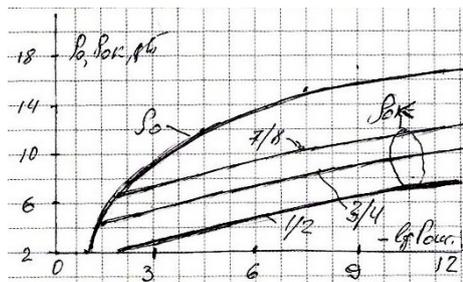


Рис. 1. Кривые помехоустойчивости для QPSK-модуляции

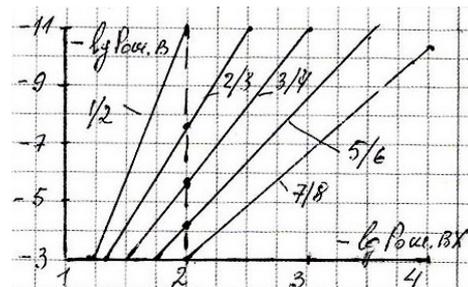


Рис. 2. Уровни исправления ошибок

В соответствии с (1) на рис. 2 представлены характеристики, которые отображают эффективность исправления ошибок декодером Витерби. Уровень исправления ошибок при $P_{ош.вх}=10^{-2}$ составляет от 9 порядков при $R_{ск}=1/2$ до одного при $R_{ск}=7/8$. Важным критерием оценки принятого способа кодирования и декодирования является максимальный уровень ошибок на входе декодера $P_{ош.м}$, с которых начинается их исправление. Формула для определения $P_{ош.м}$ выводится из условия $\Delta G_k=0$ и представляется в виде

$$P_{ош.м} = 10^{-\alpha \cdot (1 - 10^{-\alpha \cdot 2})}, \quad \alpha = 1.2 / (1 + 1/d_c \cdot R_{ск}). \quad (2)$$

Согласно (2) для $R_{\text{СК}} 1/2$ и $7/8$ значения $P_{\text{ош.м}}$ составляют $5,9 \cdot 10^{-2}$ и $1,88 \cdot 10^{-2}$ соответственно.

Из анализа полученных формул для ЭВК и помехоустойчивости систем с КАМ-М и ФМ-М модуляцией следует, что применение КАМ-М предпочтительнее ФМ-М при равных M для $M \geq 8$. Вместе с тем, выигрыш от кодирования для них примерно одинаковый и его значение остаётся практически неизменным с повышением M . На рис. 3,а для QPSK-модуляции приведены характеристики ЭВК в функции $P_{\text{ош.в}}$, на рис. 3,б – в функции кодовой скорости $R_{\text{СК}}$. Для $P_{\text{ош.в}}=10^{-6}$ ЭВК составляет от 2,94 дБ для $R_{\text{СК}}=7/8$ до 5,52 дБ для $R_{\text{СК}}=1/2$, в пределе для $R_{\text{СК}}=1/2 \Delta G_{\text{К}}=7,0$ дБ.

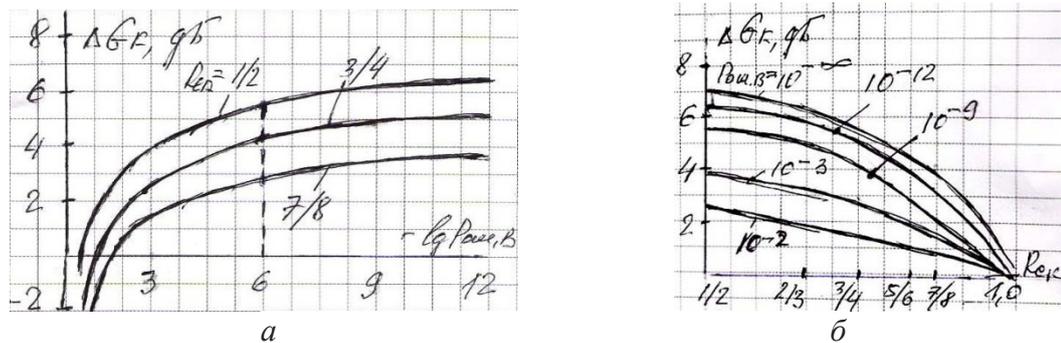


Рис. 3. Энергетический выигрыш от кодирования

На рис.4 показано поведение коэффициента $\xi \approx A_0/A_i$ от уровня ошибок на выходе декодера Витерби. Для $P_{\text{ош.в}} \leq 10^{-6}$ величина $\xi \leq 0,9$ и асимптотически приближается к единице. На рис.5 представлены характеристики информационной эффективности, $\eta_{\text{и}}$, рассчитанные по формуле

$$\eta_{\text{и}} = 10 \lg \frac{B_0}{C} = 10 \lg \left(\frac{0,3 \cdot M \cdot R_{\text{СК}}}{B_0 \cdot 10^3 (1 + 10^{0,2 \cdot M \cdot R_{\text{СК}}})} \right) = 10 \lg \gamma_0 / \gamma_{\text{ш}}, \text{ дБ}, \quad (3)$$

где B_0, γ_0 – скорость данных в реальном канале связи и его спектральная эффективность; $C, \gamma_{\text{ш}}$ – пропускная способность канала связи и его спектральная эффективность по Шеннону.

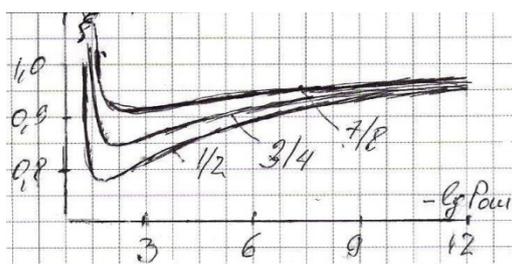


Рис. 4. Поведение коэффициента ξ

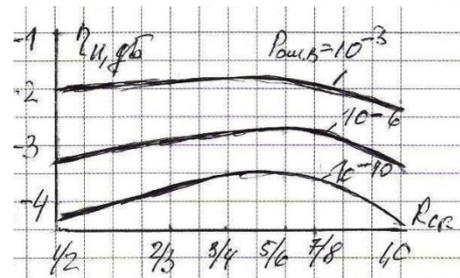


Рис. 5. Информационная эффективность для QPSK – модуляции

Согласно рис. 5 максимум $\eta_{\text{и}}$ приходится на $R_{\text{СК}} 3/4$ и $5/6$. При проектировании систем с кодированием необходимо сбалансировано подходить к выбору параметров в зависимости от приоритетности требований к ним.

МЕТОДИКА АНАЛИЗА И ОЦЕНКИ ЧАСТОТНО-ПРОСТРАНСТВЕННЫХ СВОЙСТВ ДИСКРЕТНОГО ЛИФТИНГ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Л.А. РУИС¹, А.А. БОРИСКЕВИЧ², И.А. БОРИСКЕВИЧ³

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
guisiguiz@gmail.com

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
anbor@bsuir.by

³Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
ilja.baryskievic@gmail.com

Предложена методика анализа и оценки частотно-пространственных свойств дискретного лифтинг вейвлет-преобразования (ДЛВП), основанная на выявлении взаимосвязи между параметрами и расположением элементов структуры лифтинг-схемы с помощью рекурсивного вычисления характеристик эффективности дискретного вейвлет-преобразования (ДВП), что позволяет определить оптимальную структуру лифтинг-схемы с учетом ограничений в системах обработки информации.

Ключевые слова: лифтинг-схема, дискретное вейвлет-преобразование, частотно-пространственные свойства, система обработки информации.

Эффективность современных систем цифровой обработки информации, широко используемых в таких областях, как топография, картография, медицина, видеонаблюдения, аэрофотография, метеорология и защита информации зависит от выбора формы представления информации и методов ее обработки. В настоящее время для повышения их характеристик эффективности используется дискретное вейвлет-преобразование на основе лифтинг-схемы [1], которая по сравнению с ДВП на основе банка фильтров обеспечивает низкую вычислительную сложность и возможность адаптации к информации [2]. Существует ряд проблем применения лифтинг-схемы: зависимость ее эффективности от четности размера анализируемого сигнала, динамический диапазон вейвлет-коэффициентов зависит от параметров лифтинг-операций, адаптивность вычисления ДЛВП чувствительна к способу учета локальных особенностей информации.

В связи с этим целью работы является разработка методики анализа и синтеза алгоритмов адаптивного дискретного лифтинг вейвлет-преобразования, основанная на учете взаимосвязи между параметрами лифтинг-схемы, характеристиками эффективности и частотно-пространственными свойствами ДВП.

Для оценки частотно-пространственных свойств ДЛВП предложена методика, позволяющая определить оптимальную структуру лифтинг-схемы и улучшить характеристики стандартных и синтезировать новые алгоритмы дискретного лифтинг вейвлет-преобразования в понятиях частотно-пространственных критериев (точности аппроксимации информации, степени концентрации энергии).

С помощью разработанной методики осуществляется выбор основных параметров элементов структуры лифтинг-схемы: 1) соотношение частотно-временной неопре-

деленности вейвлет-функций, данный параметр характеризует частотную и временную локализацию исходного сигнала в вейвлет-области; 2) коэффициенты лифтинг-операторов предсказания, обновления и масштабирования для достижения компромисса между быстродействием и частотно-пространственными характеристиками ДЛВП; 3) степень гладкости и количество нулевых моментов вейвлет-функций [3], позволяющие анализировать особенности мелкомасштабной структуры сигнала и/или его медленно изменяющиеся составляющие; 4) расширения на границах сигнала.

В зависимости от частотно-пространственных критериев осуществляется выбор расположения параметров элементов лифтинг-схемы из двух вариантов: с первичным предсказанием или с первичным обновлением.

После предварительного определения расположения и выбора параметров элементов лифтинг-схемы осуществляется рекурсивное вычисление следующих взаимосвязанных характеристик эффективности ДЛВП с целью коррекции параметров элементов лифтинг-схемы до их оптимизации: 1) динамический диапазон [3] и длина кодового слова; 2) оценка соотношения энергия/количество нулей; 3) коэффициент выигрыша кодирования на основе дисперсии; 4) степень сходства гистограмм исходного изображения и низкочастотного поддиапазона вейвлет-преобразования; 5) вычислительная сложность [4].

На основе предложенной методики разработаны модифицированные алгоритмы вычисления двумерного гибридного ДЛВП Биор9/7-Хаар [5] и бинарного ДЛВП [6], а также алгоритмы адаптивных дискретных лифтинг-вейвлет-преобразований [7-9].

Разработана методика анализа и оценки частотно-пространственных свойств дискретного лифтинг-вейвлет-преобразования, позволяющая определить оптимальную структуру лифтинг-схемы с учетом ограничений в системах обработки информации. Выявлено, что увеличение динамического диапазона вейвлет-матрицы зависит от количества уровней вейвлет-разложения при выполнении лифтинг-операции масштабирования. Определены условия уменьшения динамического диапазона вейвлет-матрицы в зависимости от выбора битового сдвига значений отсчетов сигнала, количества лифтинг-шагов и уровней вейвлет-разложения. Определено, что основными параметрами эффективности вейвлет-преобразования для решения задачи сжатия изображений без потерь являются количество нулей и соотношение энергия/количество нулей, а для решения задачи сжатия с потерями – гладкость и коэффициент выигрыша кодирования вейвлет-коэффициентов.

Список литературы

1. Sweldens W. // SIAM J. Math. Anal. – 1997. – № 29. – P. 25–546.
2. Claypoole R.L., Baraniuk R.G., Nowak R.D. // IEEE Trans. Im. Proc. – 1998. – № 12. – P. 1513–516.
3. Adams M.D. Reversible ITI Wavelet Transforms for Image Coding: PhD Thesis. British Columbia, 2002.
4. Booth A.D. // Quarterly Journal of Mechanics and Applied Math. – 1951. – № 4. – P. 236–240.
5. Руис Л.А., Борискевич А.А., Цветков В.Ю. // Prospects of development of modern inform. and commun. technologies Proc. Int. Scien. And Tech. Conf., Вакц, 22–24 sep. 2011 – P. 492–497.
6. Руис Л.А., Борискевич А.А. // Телекоммуникации: сети и технологии, алгебраич. кодирование и безопасность данных: материалы междунар. науч.-техн. семинара, Минск, 2012. – С. 47–56.
7. Борискевич А.А., Руис Л.А. // Известия НАНБ. Сер. ф-т. наук. – 2011. – № 4. – С. 102–109.
8. Руис Л.А., Борискевич А.А., Борискевич И.А. // Известия НАНБ. Сер. физ.-техн. наук. – 2012. – № 4. – С. 89–98.
9. Руис Л.А., Борискевич А.А. // Докл. БГУИР. – 2013. – № 6. – С. 55–61.

АДАПТИВНОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ НА ОСНОВЕ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ЦЕЛИ

И.А. БОРИСКЕВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
ilja.baryskievic@gmail.com*

Предложен адаптивный алгоритм сопровождения динамических целей на видеопоследовательности, основанный на выборе статистической функции взвешенной фильтрации признаков окон, итеративной оценке средневзвешенного смещения и предсказании позиции и размеров цели.

Ключевые слова: сопровождение целей, обработка видео, гистограмма, сдвиг среднего, предсказание.

Алгоритмы сопровождения на основе взвешенной фильтрации признаков окон и итеративной оценке средневзвешенного смещения широко используются для решения задач сопровождения динамических целей [1]. Одним из недостатков существующих алгоритмов является недостаточная устойчивость к изменению размеров и формы сопровождаемой цели, ее частичному или полному перекрытию. Для решения данной задачи предлагается использование адаптивного предсказания размера и позиции признаков окон на каждом кадре видеопоследовательности.

Адаптивный алгоритм сопровождения включает следующие шаги:

1. Формирование эталонного изображения I_E сопровождаемой цели.
2. Выбор функции взвешенной фильтрации признаков окна.

Выбор равномерного распределения в качестве функции взвешенной фильтрации признаков окна позволяет сократить количество итераций при расчете средневзвешенного смещения, тогда как распределения Гаусса и Епанечникова характеризуются большей точностью оценки позиции цели.

3. Выбор размера признаков окна.
4. Выбор порогового значения минимального смещения и числа итераций для оценки позиции цели.
5. Цикл средневзвешенной оценки позиции цели.

- 5.1. Вычисление весовых функций признаков окна

Для признаков окна $I_T(t)$ размером $M \times N$, координаты центра которого соответствуют предсказанной позиции цели $l_T = (x_T, y_T)$, производится вычисление весовых функций на основе гистограмм изображения эталона цели и текущего признаков окна.

- 5.2. Вычисление новой позиции центрального пикселя цели.

Координаты центрального пикселя новой позиции цели $\mathcal{E}_T = (\mathcal{E}_T, \mathcal{E}_T)$ вычисляются как средневзвешенное значение координат пикселей в пределах признаков окна

$$\mathcal{E}_T = \frac{\sum_{i=1}^{MN} l_i w(l_i) G\left(\left\|\frac{l_T - l_i}{h}\right\|^2\right)}{\sum_{i=1}^{MN} w(l_i) G\left(\left\|\frac{l_T - l_i}{h}\right\|^2\right)}, \quad (1)$$

где $w(\cdot)$ – весовая функция признакового окна; $G = W'(\cdot)$ – градиент функции фильтрации признакового окна; $\|\cdot\|$ – квадрат евклидова расстояния между координатами цели и пикселей в пределах признакового окна; h – радиус функции фильтрации.

5.3. Проверка условия окончания цикла оценки средневзвешенного смещения.

Производится проверка выполнения условия на минимальное значение средневзвешенного смещения и предельное количество итераций.

6. Предсказание нового масштаба и позиции цели.

Производится вычисление моментов нулевого и первого порядков, на основании которых осуществляется предсказание позиции и размеров цели на следующем кадре видеопоследовательности.

В результате выполнения алгоритма для каждого кадра видеопоследовательности определяются координаты центра признакового окна, в котором обнаружена цель или принимается решение об отсутствии цели в кадре.

Достоинствами предложенного алгоритма является адаптивность к изменению размера и формы цели, недостатками – достаточно высокая вычислительная сложность, определяемая размерами признакового окна и гистограммы. Одним из способов уменьшения вычислительной сложности (до 330 раз) является использование ковариационных признаков, которые позволяют рассчитывать весовые функции только для пикселей вдоль вектора смещения, а не всего признакового окна.

Список литературы

1. Comaniciu D., Ramesh V., Meer P. // IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 2003. Vol. 25, N. 5. P. 564–577.

УДК 621.391

САМООРГАНИЗУЮЩАЯСЯ ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ПОГРАНИЧНОЙ РАДИОСВЯЗИ

С.Л. ЖДАНОВ, И.И. ЗАБЕНЬКОВ, Н.Н. ИСАКОВИЧ,
Д.А. ЕНЬКОВ, Н.А. МЕЖЕНИН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск. 220013, Республика Беларусь
zabenkov@bsuir.by*

В работе рассматривается вариант построения самоорганизующейся квазисинхронной системы радиосвязи. Отличительной чертой подобных систем является то, что связь по всей зоне действия осуществляется на одной и той же частоте. Это исключает необходимость выбора канала в разных частях зоны. Квазисинхронные системы решают проблему недостаточности частотного ресурса.

Ключевые слова: самоорганизующиеся системы, радиосвязь.

При решении задачи обеспечения радиосвязи на больших территориях обычно используются транкинговые системы связи, стоимость которых достаточно велика. В частных случаях возможно недорогое, но качественное решение проблемы – использо-

вание самоорганизующихся квазисинхронных систем радиосвязи. Главной отличительной чертой подобных систем является то, что связь по всей зоне действия осуществляется на одной и той же частоте, что исключает необходимость выбора канала в разных частях зоны. Используя одну и ту же частоту, квазисинхронные системы также решают проблему недостаточности частотного ресурса. Появление современных квазисинхронных систем стало возможным благодаря новым разработкам в области цифровой обработки сигналов, которые позволили автоматизировать трудоемкий процесс настройки системы в областях перекрытия зон работы отдельных передатчиков.

Система радиосвязи предназначена для организации линейной радиосвязи между пограничными заставами, расстояние между которыми гораздо больше зоны радиопокрытия одной радиостанции, и должна обеспечивать связь в цифровом режиме (с радиостанциями комплекса «Цифра») и в аналоговом режиме (с радиостанциями старого парка). Структурная схема системы состоит из цепочки линейных ретрансляторов, расположенных в виде ломаной линии большой протяженности и обслуживающих в своих зонах абонентских радиостанций. А1-1...А1-м; А2-1...А2-к; ... ; А8-1...А8-j (в возимом и портативном вариантах. Она предназначена для радиопокрытия участка одной заставы связью портативных радиостанций с диспетчерской радиостанцией, устанавливаемой в расположении объекта, и организации линейной радиосвязи, которая обеспечивает связь в цифровом режиме между возимыми (автомобильными) и портативными радиостанциями и центральной диспетчерской станцией через ретранслятор (с временным разделением режимов прием/передача).

Связь между двумя цифровыми абонентами возможна только в зоне радиопокрытия одного ретранслятора. Центральная станция (ЦС) роль ретранслятора не выполняет, поэтому организация связи между абонентами, находящимися в пределах одной объекта, но в зонах радиопокрытия разных базовых ретрансляторов (БР), не производится.

Возможна непосредственная связь между абонентскими радиостанциями в цифровом режиме (без ретрансляторов). Возимые и портативные радиостанции обеспечивают одинаковые виды работы. Вызов, осуществляемый по номерам, может быть как индивидуальным, так и групповым, как на участке своего объекта, так и на участке удаленного объекта (при нахождении в зоне радиопокрытия линейных ретрансляторов (ЛР)). Список вызываемых абонентов портативной радиостанции заносится в память при конфигурировании и настройке радиостанции.

Система связи является адресной - каждому абоненту системы присваивается номер. Полный номер абонента включает в себя номер объекта (три цифры от 101 до 899), и собственно индивидуальный номер абонента на участке данного объекта (2 цифры от 01 до 98; абонентский номер 99 всегда присваивается центральной станции объекта). Для обеспечения возможности группового вызова на участке объекта допускается организация до 10 групп, в каждую из которых может быть включено до 10 абонентов. Центральная станция объекта содержит список зарегистрированных абонентов, в соответствии с которым и дает разрешение БР на ретрансляцию.

Для соединения с ЦС на аналоговом канале абонентская радиостанция переключается в нужный режим на канал аналоговых связей. Для связи радиоабонентов между собой на канале автономных связей абонентская радиостанция переключается в нужный режим на канал автономных связей. Необходимые режимы работы и каналы связи назначаются при программировании радиостанций. При установлении соединения вызывающим абонентом БР на аналоговом канале автоматически сообщает ЦС параметр качества сигнала абонента, поэтому, при нахождении абонента в зонах радиопокрытия нескольких БР одновременно, ЦС выбирает из них только одну, и на цифровом канале дает разрешение на работу ретранслятора.

При вызове с ЦС подвижного абонента оператор ЦС может указать принудительно номер ретранслятора, через который необходимо осуществить связь. У абонента возимой радиостанции есть возможность не использовать алгоритм автоматического определения активного ретранслятора по уровню сигнала, а указать желаемый ретранслятор принудительно. Линейная связь осуществляется посредством цепочки линейных ретрансляторов (ЛР) и предназначена для организации радиосвязи между абонентами удаленных объектов, находящихся в зонах покрытия их ЛР. В системе реализуется связь с использованием до восьми ретрансляций. В системе также обеспечивается возможность использования дополнительных ретрансляционных пунктов (подвижных ретрансляторов) для расширения зоны радиопокрытия ЦС объекта за пределами ее участка.

Линейные ретрансляторы содержат списки номеров соседних объектов с указанием частот каналов ретрансляторов. Ретранслятор (1-й в организуемой цепочке), получивший вызов с информацией о соединении дает вызывающему абоненту подтверждение о принятии вызова и переводит радиостанцию абонента на свой линейный цифровой канал, после чего передает информацию о вызове 2-му на маршруте ретранслятору на его частоте согласно таблице маршрутов. Второй ретранслятор дает первому подтверждение приема вызова, переводит первый ретранслятор на свой линейный цифровой канал и передает информацию о вызове третьему ретранслятору на его частоте согласно таблице маршрутов и так далее. Последний в маршруте ретранслятор возвращает по линии ретрансляторов подтверждение о приеме вызова и информацию о вызове абонента. Радиостанция вызываемого абонента переходит на цифровой канал линейной радиосвязи и дает подтверждение приема вызова, которое ретранслируется вызывающему абоненту и идентифицируется всеми радиостанциями, участвующими в соединении как завершение вызова, и переводит радиостанцию в разговорный режим.

Радиосистема прошла испытания на одной из пограничных застав республики.

ЦИФРОВАЯ РАДИОСИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ КОМАНД ОПЕРАТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ОТВЕТСТВЕННЫМИ ОБЪЕКТАМИ ЭНЕРГЕТИКИ

И.И. ЗАБЕНЬКОВ, Н.Н. ИСАКОВИЧ, Д.А. ЕНЬКОВ, С.Л. ЖДАНОВ,
А.И. ЗАБЕНЬКОВ, В.А. НЕЧАЕВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
zabenkov@bsuir.by*

Цифровая аппаратура передачи команд и данных предназначена для передачи и приема сигнала на радиочастоте по высоковольтным линиям электропередачи. Она обеспечивает прием команд релейной защиты, их передачу, прием и вывод принятых команд. Аппаратное обеспечение данной системы передачи является универсальным и спроектировано таким образом, что функциональность системы, алгоритм ее работы определяется полностью только используемым программным обеспечением, изменение которого может полностью изменить облик и структуру системы.

Ключевые слова: Цифровые приемники и передатчики, аппаратура передачи команд и данных.

Цифровая аппаратура передачи команд и данных по высоковольтным линиям предназначена для передачи и приема сигнала на радиочастоте по высоковольтным линиям электропередачи. Система обеспечивает режим работы, позволяющий осуществлять прием сигналов команд от внешних источников, передачу их по ЛЭП с помощью радиосигнала, прием и вывод принятых команд. Аппаратное обеспечение данной системы передачи является универсальным и спроектировано таким образом, что функциональность системы, алгоритм ее работы определяется полностью только используемым программным обеспечением, изменение которого может полностью изменить облик и структуру системы.

Разработанная модульная организация по принципу коммуникации через стандартные интерфейсы аппаратура состоит из следующих модулей: блока оптронов, блока реле, цифровых передатчика и приемника и микроконтрольного блока управления.

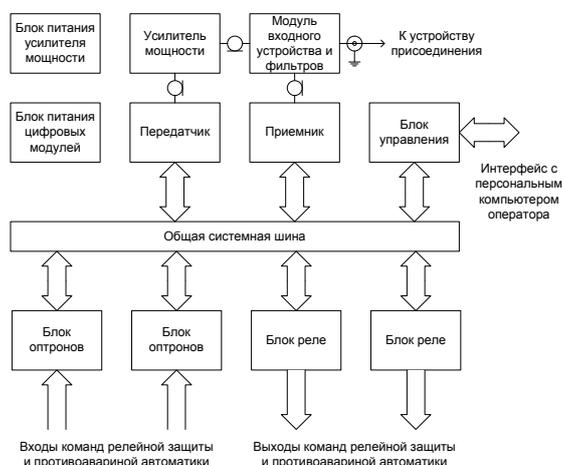


Рис. 1. Структурная схема радиосистемы

В состав аппаратуры входят модули, обеспечивающие аналоговую обработку сигнала, сопряжение с линией связи и не имеющие цифровых интерфейсов. Структурная радиосистемы изображена на рис. 1.

Передача системой команд осуществляется радиосигналом с ОБП модуляцией, а передача данных цифровой 8 PSK модуляцией. При использовании режима ОБП ширина спектра видеочастот модулирующего сигнала составляет 2 кГц. Минимальное число тонов, необходимых для передачи 32 команд при двухтональном кодировании составляет 9. Передача команд является самой важной функцией, к которой предъявляются жесткие требования по параметрам надежности передачи и времени передачи. Надежность передачи характеризуется двумя следующими показателями: вероятностью ложной тревоги; вероятностью пропуска команды, из которых первый является приоритетным. Под временем передачи команды понимается промежуток времени между фиксацией поступившей команды на входе системы и фиксацией переданной по каналу связи команды на выходе системы, которое для данной системы составило 17-20мсек. Команды передаются системой по каналу связи радиосигналом с аналоговой модуляцией тональными частотами, в отличие от данных, которые передаются радиосигналом с цифровой модуляцией 8PSK. При выборе способа надежной передачи команд учитывалось следующее: сигналы с цифровой модуляцией и символьной передачей по каналу связи требуют символьной и кадровой синхронизации, которая очень подвержена воздействию импульсных помех, представляющих наибольшую угрозу надежности передачи по ЛЭП. Можно показать, что при одинаковой мощности сигнала тональных частот и сигнала с любой другой модуляцией выигрыш в ОСШ составит 10 дБ.

Прием сигнала в цифровом приемнике системы ведется с помощью квадратурного преобразователя частоты вниз. Дальнейшая обработка в канале каждой тональной частоты выглядит следующим образом (рис. 2.)

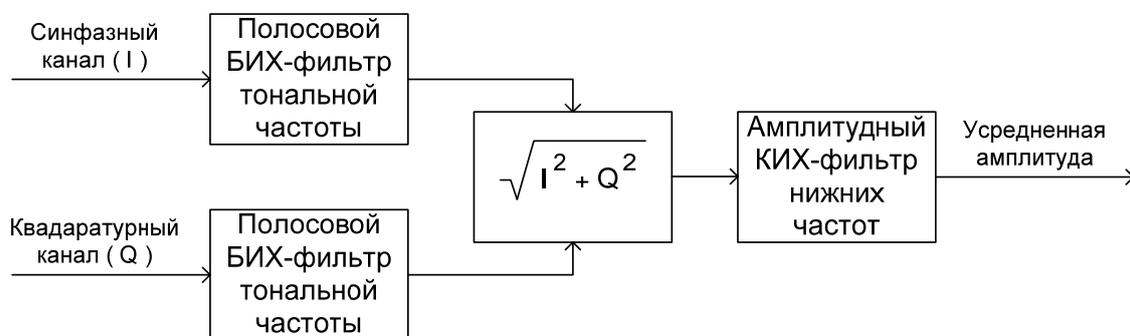


Рис. 2. Структура приемника тональной частоты

Важную роль в обеспечении безопасного и надежного приема команд играет алгоритм их демодуляции и декодирования. В приемнике используются подсистемы быстродействующей АРУ, ШОУ, цифровой децимации принимаемого радиосигнала и декодирования по Витерби.

Аппаратура выпускается серийно и установлена на многих электрических подстанциях республики.

ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

А.П. ТКАЧЕНКО, М.И. ЗОРЬКО, Д.А. ХАТЬКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
tkachenko@bsuir.by*

Анализируется современное состояние в области цифрового телевизионного вещания (ЦТВ). Сравняются удельная скорость передачи с удельной пропускной способностью и энергетической эффективностью. Приведенные выражения показывают на возможные пути оптимизации системы ЦТВ по критериям эффективности.

Ключевые слова: цифровое телевидение, скорость передачи, компрессия, помехоустойчивое кодирование, цифровая модуляция, пропускная способность.

Развитие систем и сетей распределения программ ЦТВ, очевидно, предопределено фундаментальными процессами, которые применяются для формирования, передачи и приема цифровых сигналов. К ним относятся: кодирование источника – КИ (ограничение полосы частот значением высшей частоты F_B , аналого-цифровое преобразование – АЦП, существенное уменьшение избыточности), кодирование канала – КК (помехоустойчивое кодирование, преимущественно каскадное с относительной скоростью R_K , сопровождающееся перемежением битов, байтов, символов) и многопозиционная модуляция.

Задача КИ состоит в том, чтобы с учетом статистических (вероятностных) и структурных свойств ТВ изображений и сигналов, а также психофизиологических характеристик получателя сообщений – зрительной системы человека, – наиболее компактно представить объем первичного сигнала. Скорость цифрового потока $V_{\text{инф}}$ на выходе АЦП пропорциональна частоте дискретизации f_d и разрядности двоичного кодирования m : $V_{\text{инф}} = f_d \log_2 N = f_d m$, бит/с, где N – количество уровней квантования, $N = 2^m$. Скорость $V_{\text{инф}}$ называют также информационной скоростью передачи, поскольку она характеризует количество информации. Современные методы устранения пространственно-временной (статистической), структурной и психофизиологической избыточности, присущей ТВ изображениям, позволяют скорость $V_{\text{инф}}$ уменьшить в $k_{\text{СЖ}}$ раз без заметного снижения качества воспроизводимого изображения: $V_{\text{инф.СЖ}} = V_{\text{инф}}/k_{\text{СЖ}}$. КК применяется для исправления ошибок, возникающих при приеме цифрового сигнала из-за действий различных помех и искажений. В трактах вещания применяется только прямое исправление ошибок – FEC. В любом случае кодирование канала увеличивает объем передаваемых данных – общую скорость цифрового потока $V_{\text{КК}}$ в $1/R_K$ (при этом информационная её часть остаётся неизменной): $V_{\text{КК}} = V_{\text{инф.СЖ}} / R_K$, бит/с; $R_K \geq 1$. Под R_K понимают отношение количества бит на входе КК к количеству бит на его выходе.

Модуляция используется для преобразования сигналов, представленных со скоростью $V_{\text{КК}}$, в радиосигналы (модулированные колебания) заданной полосы частот, что обеспечивает их передачу по конкретному физическому каналу. Дополнительным свойством сложных (многопозиционных) видов модуляции является более плотная упаковка данных в частотной области, когда на единицу полосы пропускания прихо-

дится больше передаваемой информации. В результате модуляции ВЧ несущее колебание дискретно изменяется по фазе или по амплитуде и фазе одновременно, принимая M их значений. При этом длительность символа модулированного сигнала в $\log_2 M$ раз больше, чем у двоичного сигнала на входе, а символьная скорость во столько же раз меньше битовой на входе модулятора. С другой стороны, символьная скорость связана с полосой частот канала F_K соотношением $B_{\text{СИМВ}} = F_K / b_p$, симв/с, где b_p – коэффициент расширения полосы. Обычно ширина полосы канала F_K задана, поэтому её не расширяют, но символьную скорость уменьшают в b_p раз. Тогда можно записать $B_{\text{СИМВ}} = B_{\text{КК}} / \log_2 M = F_K / b_p$, симв/с и, учитывая предыдущие выражения, получить формулу для определения максимально допустимой скорости цифрового потока на выходе КИ, которую можно «вписать» в канал с шириной полосы F_K

$$B_{\text{ИНФ.СЖ}} = B_{\text{КК}} R_K = B_{\text{СИМВ}} R_K \log_2 M = F_K R_K \log_2 M / b_p, \text{ бит/с.} \quad (1)$$

Пути развития систем ЦТВ относительно просто раскрываются, если записать выражение, устанавливающее взаимосвязь между $\gamma_{\text{С.Э.}}$, $\gamma_{\text{Э.Э.}}$ и другими параметрами системы. Критериями оценки систем ЦТВ являются спектральная $\gamma_{\text{С.Э.}}$ и энергетическая $\gamma_{\text{Э.Э.}}$ эффективности, определяющие количество информации, которое можно передать в заданной полосе F_K , и отношение средних мощностей сигнала и шума ОСШ = $P_C / P_{\text{Ш}}$, обеспечивающие квазибезошибочный прием данных. Под $\gamma_{\text{Э.Э.}}$ чаще используется нормированное ОСШ - E_b / N_0 – как отношение приходящейся на бит энергии E_b , к спектральной плотности мощности шума N_0 . Причем E_b можно представить как мощность сигнала, умноженную на время передачи бита T_b , равное также тактовому интервалу T_T , а N_0 – как мощность шума $P_{\text{Ш}}$, деленную на ширину полосы F_K . Поскольку время передачи бита и скорость их передачи $B_{\text{ИНФ.СЖ}}$ (или тактовая частота) взаимно обратны, T_b можно заменить на $1 / B_{\text{ИНФ.СЖ}}$. Тогда $E_b / N_0 = (P_C / P_{\text{Ш}}) (F_K / B_{\text{ИНФ.СЖ}})$.

От выбора методов выполнения рассмотренных трёх процессов и их параметров зависит эффективность ЦТВ, т.е. по Шеннону – степень использования пропускной способности канала $C_K = F_K \log_2 (1 + P_C / P_{\text{Ш}})$, бит/с. При проектировании и анализе ЦСП наибольший интерес представляет пропускная способность, отнесённая к единице полосы частот:

$$C_K / F_K = \log_2 (1 + P_C / P_{\text{Ш}}) = \log_2 (1 + (E_b / N_0) (B_{\text{ИНФ.СЖ}} / F_K)), \text{ бит/с Гц.} \quad (2)$$

Приравнявая правые части выражений (1.1) для удельной скорости $B_{\text{ИНФ.СЖ}} / F_K$ и (1.2), получаем:

$$R_K (\log_2 M) / b_p = \log_2 (1 + P_C / P_{\text{Ш}}) = \log_2 (1 + (E_b / N_0) (B_{\text{ИНФ.СЖ}} / F_K)), \text{ бит/с Гц.} \quad (1.3)$$

Анализ (1.3) показывает, что в канале с фиксированной полосой частот F_K повысить пропускную способность можно путем увеличения числа значащих позиций сигнала M . Но такой сигнал более чувствителен к искажениям вследствие неидеальности характеристик канала и менее помехозащищён. Поэтому необходимо либо увеличить отношение $P_C / P_{\text{Ш}}$, что не всегда возможно, и(или) применить более мощные коды, исправляющие ошибки, что также имеет свои ограничения, т.к. возникает необходимость уменьшения информационной ёмкости сигнала.

Системы ЦТВ второго поколения DVB-T2, S2 и C2 являются лучшим подтверждением сформулированных выводов. В них применяются: 1) методы помехоустойчивого кодирования с большей исправляющей способностью, что обеспечивает требуемую вероятность ошибок при меньшем отношении $P_C / P_{\text{Ш}}$; 2) виды цифровой модуляции с большей спектральной эффективностью. Так, например, в системе кабельного телевидения (КЦТВ) второго поколения DVB-C2, учитывая меньшую подверженность линий связи (коаксиальных и особенно волоконно-оптических) действию внешних по-

мех, число позиций M квадратурной амплитудной модуляции увеличено до 4096. При этом уровень сигнала в линии должен быть таким же, как и уровень несущей изображения $p_{н.и.}$ в аналоговой системе, но скорость передаваемого цифрового потока может составлять 81 Мбит/с.

В современных системах ЦТВ с помощью самых передовых методов обработки и передачи сигналов (сжатие информации, каскадное помехоустойчивое кодирование, полосноберегающая модуляция и др.) достигается хорошее приближение к границе Шеннона (разница составляет менее 1 дБ). Таким образом, дальнейшее развитие систем ЦТВ возможно по пути поиска методов одновременной максимизации $\gamma_{с.э.}$ и $\gamma_{э.э.}$

УДК 621.397

ДЕТАЛЬНАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

А.П. ТКАЧЕНКО, М.И. ЗОРЬКО, Д.А. ХАТЬКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
tkachenko@bsuir.by*

Системы цифрового ТВ вещания (ЦТВ) разделены на 17 классификационных признаков, которые позволяют оценить большое разнообразие действующих и перспективных технологий обработки сигналов ЦТВ. Предложенная классификация является наиболее глубокой и практически исчерпывающей.

Ключевые слова: цифровое телевидение, системы вещания, классификационные признаки и параметры, виды и типы сигналов, форматы, компрессия, помехозащищенность, модуляция, канал.

Современное состояние в области ЦТВ характеризуется большим разнообразием систем, применяемых способов сжатия (значительного уменьшения избыточности), формирования программных и транспортных потоков, методов помехоустойчивого кодирования и высокоэффективных многопозиционных видов цифровой модуляции. Приведенная классификация систем ЦТВ соответствует уровню их развития по состоянию на конец 2013г. Первый из признаков делит системы по виду передаваемых изображений на монохромные (черно-белые), цветные, стереоскопические и объемные (A1...A4). Поскольку ТВ вещание с электронной разверткой начиналось (в 1930-е годы) с передачи черно-белых изображений, то и системы A1 включены в классификацию, как и аналоговые системы цветного телевидения.

Длительное время все операции по формированию, обработке, записи, передаче и приему сигналов осуществлялись над аналоговыми ТВ сигналами. Даже когда в телефонии стали применяться цифровые методы передачи с импульсно-кодовой модуляцией, ТВ вещание оставалось аналоговым еще долгие годы. Элементная база того времени, да и весь уровень развития техники не позволяли осуществить столь резкий скачок (почти в 4220 раз) – от 64 кбит/с (скорость в основном цифровом канале в ТЛФ) к 270 Мбит/с в телевидении стандартной четкости ТСЧ (SDTV) и до 3 Гбит/с в ТВЧ

(HDTV) в формате цифрового представления 4:2:2 без сжатия трех компонентных сигналов (яркости - $U^?_Y$, и двух нормированных цветоразностных – ЦРС: P_r, P_b).

Усилиями нескольких коллективов ученых и инженеров предприятий, заводов и вузов, но в основном Всесоюзного научно-исследовательского института телевидения (г. Ленинград) в течение 1975–1982 гг. были выполнены ряд НИР и ОКР, которые завершились разработкой и настройкой первых в мире цифровых АСБ и ЦА, а также комплекса измерительных приборов. Советские специалисты принимали активное участие в работе Международного консультативного комитета по радио (сейчас это сектор радиосвязи Международного союза электросвязи МСЭ-Р) по разработке рекомендации по ЦТВ с параметрами: $f_{д.у} = 13,5$ МГц, $f_{д.црс} = 6,75$ МГц при 8-ми разрядном кодировании. ВНИИТ в 1982–1984гг. по программе «Студия» разработал и изготовил цифровое оборудование для АСБ и ЦА с такими параметрами почти на год раньше, чем МККР принял соответствующую рекомендацию. В мире в то время была разработана лишь одна экспериментальная цифровая студия французской фирмы «Томсон» (1985г.), но по объему функций она уступала АСБ и не имела ЦА. Обе разработки – и советская, и французская на имевшейся тогда элементной базе были громоздки и потребляли много электроэнергии.

По виду обрабатываемых в студии сигналов (признак Б) системы ТВ разделены на аналоговые, аналог – цифра – аналог (спутниковая система МАС) и цифровые. В такой последовательности они исторически и развивались вместе с непрерывным повышением требований к качеству изображения и звукового сопровождения. На этапе перехода от ТСЧ к ТВЧ было несколько новых систем, получивших название «телевидение повышенного качества» – ТПК (EDTV). Признак В делит ТВ системы на композитные (В1) – NTSC, PAL, SECAM и компонентные (В2) – МАС и все цифровые с ЧРК – СЯ и СЦ (Г1), ВРК – аналоговых СЯ и ЦРС в МАС (Г2) и ВРК – цифровых СЯ и ЦРС (Г3).

По формату цифрового представления сигналов системы ТСЧ разделены на 6 типов (Д1...Д6) с указанием соотношений между частотами дискретизации СЯ и двух ЦРС: 4:4:4 – по 13,5 МГц; 4:2:2 – 13,5 МГц (У) и по 6,75 МГц (ЦРС); 4:1:1 – 13,5 МГц и по 3,375 МГц (ЦРС); 4:2:0 – 13,5 МГц (У) и по 6,75 МГц (ЦРС передаются поочередно через строку) и скорости мультиплексированных несжатых цифровых потоков. Признак Е делит аналоговые и цифровые системы по их наименованию: Е1...Е4 – NTSC, PAL, SECAM, МАС; Е5 – американская (США) ATSC (мобильная MediaFlo); Е6 – европейская DVB, принятая в большинстве стран мира; Е7 – японская ISDB (мобильная ISDB-Tmm); Е8 – китайская DTMB (СММВ – эфирно-спутниковая); Е9 – системы DVB по принятым в Российской Федерации (РФ) стандартам (ЦТВ РФ); Е10 – RAVIS, российская система цифрового наземного мультимедийного и звукового вещания РАВИС. По стандартам разложения изображения системы разделены на 7 видов (Ж1...Ж4): ТСЧ, ТПК, ТВЧ, ТПР (пониженного разрешения), эталонное цифровое кино DCDM (2048?4096), ультравысокой четкости (2160?3840 – 4К, 3240?5760 – 6К, 4320?7680 – 8К), стерео и объемное (3DTV). Для них указаны и основные параметры разложения изображения.

К методам компрессии изображения (З1...З6) отнесены: MPEG-2, MPEG-4/H.264, Windows Media, DIRAC (не получивший развития) и наиболее эффективный H.265/HEVC. По способам формирования потока данных системы разделены на использующие традиционные ТВ каналы (И1...И9) и нетрадиционные И10...И15 – RAVIS; СПР 4G, 5G; xDSL; FTTx; PON; Wi-Fi; WiMAX; IPTV; OTT; HbbTV. Анализируются различные методы помехоустойчивого кодирования: от Рида-Соломона и сверточного до BCH-code и LDPC (К1...К5). Рассмотрены 9 видов систем DVB (Л1...Л9), различающиеся по видам среды распространения сигналов и поколениям: DVB-T, T2; DVB-S, S2, SH; DVB-C, C2; DVB-H, H2, а также по режимам передачи (М1...М5): 2К,

4К, 8К, 16К, 32К. По способам модуляции, множественного доступа и разделения каналов системы собраны в 14 групп (Н1...Н14): АМ-ЧПОБП-ЧРК; QAM-COFDM-ЧРК (наземного ЦТВ); QPSK (APSK, PSK-8)-ЧРК-ПолРК (спутникового ЦТВ); QAM-COFDM-МИ-DWDM-ПрРК (кабельного ЦТВ); 8(16)-VSB-ЧРК (НЦТВ, КЦТВ) и др.

К дополнительным функциям отнесены (О1...О3): приоритетный режим передачи ряда ТВ программ, статистическое мультиплексирование и интерактивность. Системы НЦТВ по построению сетей могут быть (П1...П3) многочастотными – MFN (типичный вариант), одночастотными – SFN (при COFDM, допускающей синхронную работу радиотелевизионных передающих станций на одинаковых частотах) и комбинированными. Число цифровых ТВ программ, передаваемых в полосе стандартного ТВ канала (Р1...Р6), зависит от применяемых способов устранения избыточности, видов помехоустойчивого кодирования, типов многопозиционной цифровой модуляции (от QPSK (в СЦТВ) до 4096 – QAM в КЦТВ), а также от стандартов разложения и варьируется от (2-4)ТВЧ/8 МГц до (16-20)ТСЧ/8 МГц при DVB-T2; (18-24)ТСЧ/8 МГц при DVB-C2. Указанные значения во многом определяются поставленными перед системой и сетями распределения целями и областями применения (С1...С5) – наземные, кабельные, спутниковые и эфирно-кабельные.