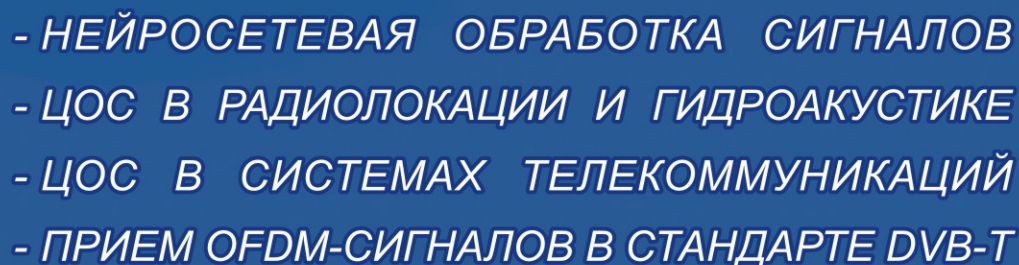


Цифровая обработка Сигналов и ее Применение

Digital Signal Processing and its Applications



ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 1/2009

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР
Ю.Б. ЗУБАРЕВ

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:
В.В. ВИТЯЗЕВ, В.П. ДВОРКОВИЧ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Б.А. Бабаян, Ю.И. Борисов,
С.А. Грибачев, Г.В. Зайцев, Р.В. Зубарев,
А.П. Кирпичников, М.И. Кривошеев,
Н.А. Кузнецов, М.С. Куприянов, А.А. Ланнэ,
В.Г. Мистюков, С.Л. Мишенков,
А.А.Петровский, Ю.Н. Прохоров,
А.Н. Соловьев, Ю.Г. Сосулин,
В.В. Шахильдян, Ю.С. Шинаков

Адрес редакции:

107031 Москва, Рождественка, 6/9/20, стр. 1
Тел.: (495) 621-71-08, (495) 621-16-39
Факс: (495) 621-16-39
E-mail: nto.popov@mtu-net.ru
tor@rgta.ryazan.ru
http://www.dspsa.ru

Для писем:

129090 Москва, а/я 48.

Издатель:

Российское научно-техническое общество радиотехни-
ки, электроники и связи им. А.С. Попова
Ответственный редактор: П.И. Зудков
Компьютерная верстка: В.В. Андреехина
Дизайн: Н.С. Осипова

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – **82185**

Подписано в печать 06.03.09
Формат 60х90/8.

Гарнитура «Arial». Печать офсетная.
Бумага офсетная. Печ.л. 6,5. Тираж 700 экз.

Заказ № 5385. Отпечатано в
ООО НПЦ «Информационные технологии»
Рязань, ул. Островского, д. 21/1
тел.: (4912) 98-69-84

Издание зарегистрировано в Министерстве
Российской Федерации по делам печати,
телерадиовещания и средств
массовых коммуникаций.
Свидетельство о регистрации ПИ № 77-1488
от 14.01.2000

УЧРЕДИТЕЛИ:

ЗАО «Инструментальные системы»
ФГУП «НИИ радио»

В НОМЕРЕ:

Нестерук Ф.Г., Нестерук Г.Ф., Нестерук Л.Г.

**Нейросетевой подход к решению задачи анализа
временных последовательностей 2**

Нестерук Г.Ф., Нестерук Ф.Г., Нестерук Л.Г.

**Нейросетевая селекция последовательности
наложившихся сигналов 6**

Чемаров А.О., Шевченко М.Е.

**Алгоритм фазового пеленгования в широкой полосе
обзора с проверкой перекрытия сигналов по частоте 11**

Клочко В.К., Мойбенко В.И.

**Формирование трехмерного изображения по данным
бортовой РЛС маловысотного полета 18**

Бурдинский И.Н.

**Цифровая система обработки гидроакустических
шумоподобных сигналов 21**

Крейнделин В.Б., Варукина Л.А.

**Новые высокоэффективные пространственно-
временные блочные коды 27**

Никитин Д.А.

**Анализ возможности передачи сигналов данных по каналу
с кодеком АДИКМ 30**

Григоренко Д.В.

**Методика проектирования модема для аппаратуры
передачи данных 34**

Бумагин А.В., Калашников К.С., Прудников А.А., Стешенко В.Б.

**Синтез алгоритма оценки и коррекции параметров канала
при приеме OFDM - сигналов в стандарте DVB-T 37**

Бумагин А.В., Калашников К.С., Прудников А.А., Стешенко В.Б.

**Синтез алгоритмов частотной и временной
синхронизации для приема OFDM-сигналов в стандарте
DVB-T 42**

Моисеев С.Н., Филин С.А., Кондаков М.С.

Алгоритм хендвера в сети Mobile WiMAX 48

Поров А.В.

**Аппроксимация функции скорость-искажение при оценке
битовых затрат в системах сжатия аналоговой
информации 53**

Жарких А.А., Павлов И.А.

**Оценка возможности использования алгоритма
кодирования аудиоволны для формирования признаков
аудиосигнала 58**

Чуфаров И.Г.

**Высококачественная цифровая звукозапись на основе
сигма-дельта модуляции 63**

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – **82185**

НЕЙРОСЕТЕВОЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ АНАЛИЗА ВРЕМЕННЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Нестерук Ф.Г., Нестерук Г.Ф., Нестерук Л.Г.

Введение

В научных публикациях много внимания уделяется применению интеллектуальных средств в системах обеспечения информационной безопасности и обороноспособности [1, 2]. Исследуется возможность использования, как отдельных интеллектуальных средств [3 - 5], так и их комбинаций [2, 6] для обеспечения безопасности в условиях высокой динамики угроз [1, 7]. Известные интеллектуальные средства основаны на принципе подобию реализуемых функций аналогичным функциям биосистем [1, 7]. К часто используемым интеллектуальным средствам относят базы знаний в составе экспертных систем [6, 8], в том числе на основе байесовского метода [6, 9], нечеткой логики [10, 11], а также нейронные сети (НС) [12, 13], эволюционные методы [14] и гибридные системы [7, 15, 16].

Задача исследования

Интеллектуальные средства обладают, с одной стороны, сочетанием свойств, необходимых для решения задач, которым свойственны недостаточная полнота и не высокая достоверность исходных данных, с другой, эволюционными качествами обобщения, самоорганизации, адаптации, наследования и передачи накопленного опыта.

В ряде приложений стоит задача интеллектуального анализа данных, упорядоченных во времени, в частности разделение сложного потока цифровых данных по источнику их возникновения. В этой связи актуальна задача применения интеллектуальных средств для решения задачи классификации источников, информацию о которых необходимо выделить из сложного потока цифровых данных.

Анализ подходов к разделению сложного потока цифровых данных

Признаки, по которым разделяют сложный поток цифровых данных, можно разделить на две группы: во-первых, внутренняя специфика цифровых данных, во-вторых, наличие временной составляющей (периодичности) поступления отдельных цифровых данных в общий информационный поток. Рассмотрим подходы разделения цифровых данных по периодичности поступления отдельных слов данных в общий информационный поток.

В случае, когда составляющие сложного информационного потока имеют постоянные периоды следования, достаточно применить аппаратно-программный способ временного разделения смешанной последовательности сигналов [17]. Способ состоит в том, что формируют смешанную дво-

Существует класс проблем, связанных с распознаванием образов, оперативным анализом временных последовательностей, которые характеризуются наличием неполных и зашумленных данных. Подобные проблемы свойственны таким сферам, как обеспечение безопасности стратегически важных систем. Для их решения привлекают интеллектуальные средства экспертных систем, нечеткой логики, нейронных сетей (НС), которым свойственны эволюционные качества самоорганизации, адаптации, возможности наследования накопленного опыта. В работе рассматривается подход, связанный с применением интеллектуальных средств для решения задачи классификации объектов по последовательности импульсных сигналов.

ичную последовательность, каждый бит которой соответствует минимальному отсчету системного времени и кодирует 1 или 0, соответственно, наличие или отсутствие импульса в последовательности сигналов. В подходе игнорируется смысловая составляющая компонентов информационного потока, а в упорядоченной последовательности битов отмечают единицами моменты времени включения каждого отдельного компонента в общую информационную последовательность. Разделение потока цифровых данных производится многовходовой схемой совпадения, которая объединяет единичные биты, выделенные из двоично-кодированной последовательности посредством линии задержки с рядом отводов. Временная задержка на каждой из групп отводов кратна целому числу периодов следования представленных импульсами сигналов [17].

Недостатки рассмотренного способа – ограниченное множество типов сигналов с постоянным периодом следования импульсов, что редко встречается в практических задачах, и чувствительность к пропуску отдельных компонентов потока, так как способ основан на конъюнктивном объединении трех или более битовых позиций анализируемого потока.

Большую практическую значимость имеет подход к разделению информационного потока, заключающийся в том, что формируют ряд двоично-кодированных последовательностей, а именно: смешанную последовательность (по общему информационному потоку) и конечное множество эталонных последовательностей. Для разделения потока цифровых данных осуществляют последовательное сравнение смешанной последовательности с каждой из эталонных последовательностей, исходя из результатов которого формулируют заключение о вхождении эталонных последовательностей в состав смешанной последовательности [18]. В способе использована идея объединения процессов распознавания и разделения импульсов на основе текущих статистических оценок, а именно: кросс-корреляции каждой эталонной последовательности со смешанным потоком цифро-

вых данных и автокорреляции импульсов в пределах каждой эталонной последовательности. Идентификация источников производится по максимальным значениям корреляции.

Для каждого источника сигналов создается библиотека бинарных последовательностей импульсов (bps - binary pulse sequence), кодирующих единицей отсчет в случае наличия импульса и нулем - в противном случае. Аналогично кодируется смешанный импульсный поток, формируя бинарную последовательность потока (bss - binary stream sequence). Рис. 1 иллюстрирует варианты кодирования для случаев а) bss и б) bps [18].

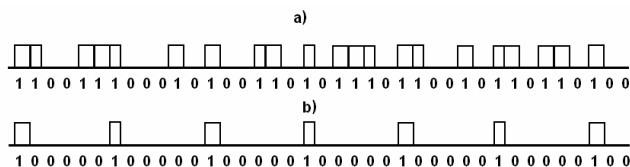


Рис. 1. Иллюстрация а) смешанного и б) эталонного бинарных потоков

Если число отсчетов в интервале наблюдения - N , то кросс-корреляция между bps n -го источника и принятой bss определена как

$$\text{cross-correlation}_n(i) = \sum_{k=0}^{N-1-i} bps_n(k)bss(k+1), \quad 0 \leq i \leq N-1$$

Автокорреляция bps n -го источника определена как

$$\text{auto-correlation}_n(i) = \sum_{k=0}^{N-1-i} bps_n(k)bps_n(k+1), \quad 0 \leq i \leq N-1$$

Если максимальное значение кросс-корреляции соответствует $i = h$, то отношение корреляций n -го источника, $R(n)$ определено как

$$R(n) = \frac{\text{cross-correlation}_n(h)}{\text{auto-correlation}_n(h)}$$

Данное отношение представляет процент импульсов от n -го источника, присутствующих в смешанном импульсном потоке. $R(n)$ сравнивают с порогом $T = 1 - A$, где A - допустимый процент пропущенных импульсов для bps. Рассмотренный процесс повторяют до тех пор, пока в bss остается число единиц, не меньшее оговоренного заранее.

Взаимная корреляция между bss и bps каждого из M источников, также как автокорреляция bps того же источника может быть реализована с использованием конъюнкторов и сумматоров для подсчета числа единиц в выходных сигналах. Выходные сигналы обоих корреляторов - фактическое число импульсов от n -го источника и число импульсов от данного источника в сложном импульсном потоке в течение некоторого интервала времени [18].

В качестве недостатка данного способа разделения сигналов смешанной последовательности следует назвать невысокое быстродействие из-за последовательного характера сравнения двоичных последовательностей сигналов.

Известен способ разделения импульсов смешанной последовательности сигналов по отдельным дорожкам с использованием нейросетевых классификаторов, например, Fuzzy ARTMAP (FAM), согласно которому вначале производится оцифровка внутриимпульсных параметров сигнала, а

затем, исходя из значений цифровых кодов параметров (первая группа признаков), к отдельным дорожкам относят подмножества импульсов из смешанной последовательности сигналов [2].

FAM реализуют в виде упрощенной модели (рис. 2) [19]. FAM используется для классификации источника по функциональным импульсным параметрам. Он состоит из двух уровней узлов (нейронов) с полными связями: M узлов входного слоя F_1 и N узлов соревновательного слоя F_2 . Набор весов

$$W = \{w_{ij} \in [0, 1], i = 1, 2, \dots, M, j = 1, 2, \dots, N\}$$

соответствует межнейронным связям между слоями F_1 и F_2 .

Каждый j -й узел слоя F_2 представляет категорию распознавания, которой соответствует вектор прототипа

$$W_j = (w_{1j}, w_{2j}, \dots, w_{Mj}).$$

Слой F_2 , связанный через обученные ассоциативные связи с $1, \dots, L$ узлами выходного слоя, образуя поле преобразования F^{ab} , где L - число классов в выходном пространстве классификатора. Набор двоичных весов

$$W^{ab} = \{w_{jk}^{ab} \in \{0, 1\}, j = 1, 2, \dots, N, k = 1, 2, \dots, L\}$$

соответствует межнейронным связям между слоями F_2 и F^{ab} . Вектор

$$w_j^{ab} = (w_{j1}^{ab}, w_{j2}^{ab}, \dots, w_{jL}^{ab})$$

связывает j -й узел слоя F_2 с L узлами выходного слоя классификатора.

В течение обучения FAM выполняет управляемое обучение согласно нормализованным векторам входного набора обучения

$$a = (a_1, a_2, \dots, a_m), \quad 0 \leq a_i \leq 1,$$

и выходным меткам (output labels)

$$t = (t_1, t_2, \dots, t_L),$$

где $t_k = 1$, если k - целевая метка класса для a , и нулю в противном случае.

Вектор $A = (a, 1 - a)$ является $2m$ -мерным кодовым дополнением m -мерного вектора a , где 1 является m -мерным единичным вектором.

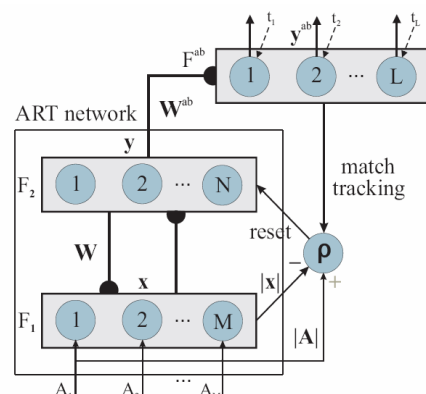
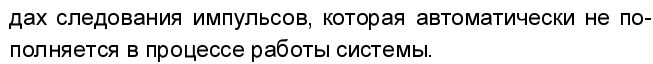


Рис. 2. Структура FAM

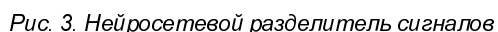
Недостатком способа разделения смешанной последовательности сигналов на базе FAM является использование на этапе разделения сигналов базы данных о перио-



Для повышения производительности процесса разделения сигналов смешанной импульсной последовательности следует использовать параллелизм обработки информации, свойственный НС. На рис. 3 представлена структурная схема нейросетевого разделителя сигналов смешанной последовательности.

В процессе обучения подают конечное множество двоичных последовательностей разрядности M , на входы 1 НС, которая в процессе обучения формирует кластеры 2, взаимосвязанные с выходами 3 нейронной сети. Для каждого кластера формируют вектор весов входных межнейронных связей, координатам которого в процессе обучения НС по одному из известных алгоритмов присваивают значения, равные результатам выполнения операции « $\min$ » над двоичными последовательностями, соответствующими одному из разделяемых сигналов [19]. В процессе обучения НС для каждого кластера формируют код маски за счет выполнения операции « $\max$ » над двоичными последовательностями, соответствующими одному из разделяемых сигналов. Таким образом настраивают маску на выделение из смешанной последовательности участков, соответствующих данному сигналу.

В цикле эксплуатации подают на входы НС фрагмент смешанной двоичной последовательности разрядностью, равной разрядности эталонных двоичных последовательностей. При этом выполняют операцию «min» фрагмента с кодом маски, поступающим по обратной связи на вход блока 5. Результат обработки передается по входным межнейронным связям в каждый из N кластеров нейронной сети.



В каждом из N кластеров проверяют соответствие результатов выполнения операции « $\min$ » (блок 5) и векторов весов входных межнейронных связей 4. Формируют результаты сравнения двоичных последовательностей в виде значений, которые накапливают в весах выходных межнейронных связей, например, аналогично, описанному в [20].

Выполняют операцию левого сдвига смешанной двоич-

Описанные преобразования выполняют для всех фрагментов смешанной двоичной последовательности, включая конечный фрагмент смешанной двоичной последовательности. Формулируют заключение о наличии в составе смешанной импульсной последовательности каждой из эталонных импульсных последовательностей, исходя из результатов сравнения цифровых кодов весов выходных межнейронных связей с величиной порога. Результаты сравнения отражаются на выходах $t_1, t_2, \dots, t_L$ нейронной сети.

Проиллюстрируем эффективность предложенного нейросетевого подхода к разделению смешенного потока цифровых данных.

Базовый алгоритм Fuzzy ARTMAP сравнивает входной вектор $a = (a_1, a_2, \dots, a_m)$, $0 \leq a_i \leq 1$ с каждой из категорий распознавания, которой соответствует вектор прототипа $W_j = (w_{1j}, w_{2j}, \dots, w_{Mj})$.

1. В случае совпадения вышеназванных векторов (с заданной точностью) происходит отнесение входного вектора к классу данной категории и инкрементное обучение (коррекция) вектора прототипа

$W_i = (w_{1i}, w_{2i}, ..., w_{Mi})$ для данной категории.

2. В противном случае определяется категория, максимально близкая к входному вектору, и исследуется возможность расширения ее границ (гиперпрямоугольная область в пространстве решений) для охвата точки пространства, соответствующей входному вектору. Если попытка неудачна, то она повторяется для ряда близ расположенных гиперпрямоугольных областей пространства решений других категорий.

3. В случае отрицательного результата по п. 2 создается новая категория с координатами вектора прототипа $W_j = (w_{1j}, w_{2j}, \dots, w_{Mj})$, равными координатам входного вектора $a = (a_1, a_2, \dots, a_m)$.

Так как во входных цепях Fuzzy ARTMAP отсутствует операция предвходительного маскирования над двоичной последовательностью смешанных импульсных сигналов, то входные векторы $a = (a_1, a_2, \dots, a_m)$ наряду с разрядами двоичных последовательностей, соответствующими разделяемым сигналам, содержат также разряды других последовательностей, наложившиеся на классифицируемую последовательность. В результате исход в виде отнесения входного вектора к классу одной из категорий (п.1) маловероятен, и алгоритм Fuzzy ARTMAP будет выполнять затратные по времени шаги в соответствии с п.п. 2 и 3.

В описанном варианте нейросетевого разделителя смешанных двоичных последовательностей блока 5, выполняя операцию «min» над фрагментом двоичной последовательности и кодом маски, поступающим по обратной связи с выхода того же блока, обеспечивают поступление на вход нейросетевого классификатора только тех разрядов смешанной двоичной последовательности, которые совпали с кодами масок в блоках 5. В результате вероятность исхода в виде отнесения входного вектора к классу одной из категорий (п.1) близка к 1, и алгоритм Fuzzy ARTMAP не будет выполнять затратных по времени шагов в соответствии с п.п. 2 и 3.

Таблица 1

Поток, имп/с.	Ср. время 1 имп.	Время 100 имп.	Число каналов	Число классификаций	Ср. время одной классификации, с	Ср. время одной классификации, нс
300000	3,3333E-06	0,000333333	10	1000	3,33333E-07	333,3333

Таблица 2

Число категорий	22		11	
Вариант	1	2	1	2
Найдено совпадений	73	73	20	20
Среднее время классификации, мс	0,0059365	0,0059365	0,0041206	0,0041905
Минимальное время, мс	0,0053079	0,0050286	0,0032825	0,0032825
Максимальное время, мс	0,0120825	0,0119429	0,0150857	0,0141778

Проведено моделирование на ПЭВМ с двухядерным процессором Intel, тактовой частотой 2,4 ГГц и ОЗУ 2Гб для потока импульсных данных в соответствии с таблицей 1.

В таблице 2 содержатся результаты моделирования нейросетевого разделителя смешанных двоичных последовательностей для двух случаев: с числом категорий классификатора, равным, соответственно, 22 и 11.

Минимальное время классификации характерно для случаев совпадения входного вектора $a = (a_1, a_2, \dots, a_m)$ с вектором одного из прототипов $W_j = (w_{1j}, w_{2j}, \dots, w_{mj})$ в начале выполнения п.1, а максимальное – для совпадения входного вектора с вектором одного из прототипов в конце выполнения п.1. Среднее время классификации рассчитывалось по всем случаям классификации (73 для 22 категорий и 20 для 11 категорий).

Если учесть, что для удачной классификации в случае Fuzzy ARTMAP потребуется время близкое к максимальному времени из таблицы 2 (маловероятный исход правильной классификации потребует опроса практически всех категорий), то описанный в статье нейросетевой разделитель смешанных двоичных последовательностей будет оперировать согласно графе «Среднее время классификации». Таким образом, выигрыш в быстродействии составит от 2 до 3,3 раз при прочих равных условиях.

Заключение

Рассмотренный способ позволяет реализовать разделение сигналов смешанной импульсной последовательности в реальном масштабе времени, а также повысить точность решения задачи за счет исключения потери ряда импульсов смешанной последовательности по причине недостаточной производительности средств разделения сигналов.

Литература

- Нестерук Г. Ф., Осовецкий Л. Г., Харченко А. Ф. Информационная безопасность и интеллектуальные средства защиты информационных ресурсов. - СПб.: СПбГУЭФ. 2003.
- Granger E., Rubin M. A., Grossberg S., Lavoie P. A what-and-where fusion neural network for recognition and tracking of multiple radar emitters, Neural Networks, vol. 3, 2001. P. 325 - 344.
- Porras P. A., Ilgun K., and Kemmerer R. A. State transition analysis: A rule-based intrusion detection approach. // IEEE Trans. on Software Engineering, 1995. SE-21. P. 181-199.
- Логинов В. А. Методика активного аудита действий субъектов доступа в корпоративных вычислительных сетях на основе аппарата нечетких множеств // SCM'2003. - СПб.: СПГЭТУ, 2003. т. 1. С. 240 - 243.
- Ryan J., Lin M., Mikkilainen R. Intrusion Detection with Neural Networks. AI Approaches to Fraud Detection and Risk Management: Papers from the 1997 AAAI Workshop (Providence, Rhode Island), pp. 72-79. Menlo Park, CA: AAAI. 1997.
- Negnevitsky M. Artificial intelligence: a guide to intelligent systems // Addison-Wesley. 2002.
- Нестерук Г. Ф., Осовецкий Л. Г., Нестерук Ф. Г. О применении нейро-нечетких сетей в адаптивных системах информационной защиты // Нейроинформатика-2005: Материалы VII всероссийской научно-технической конференции. М.: МИФИ (ТУ), 2005. Ч.1. С. 163 - 171.
- Waterman D.A. A Guide to Expert Systems. - MA: Addison-Wesley, Reading. 1986.
- Прокопчина С. В. Байесовские интеллектуальные технологии для аудита и управления сложными объектами в условиях значительной неопределенности // SCM'2002. - СПб, 2002. т.1, С. 27 - 31.
- Zadeh L.A., Kacprzyk, J. Fuzzy Logic for the Management of Uncertainty. - NY: John Wiley. 1992.
- Li H., Gupta M. Fuzzy Logic and Intelligent Systems. - Boston: Kluwer Academic Publishers. 1995.
- Fu L.M. Neural Networks in Computer Intelligence. - McGraw-Hill Book, Inc. 1994.
- Круглов В. В., Борисов В. В. Искусственные нейронные сети. Теория и практика. - 2-е изд. - М.: Горячая линия - Телеком, 2002.
- Davis L. Handbook on Genetic Algorithms. - NY: Van Nostrand Reinhold. 1991.
- Fuller R. Neural Fuzzy Systems. - Abo: Abo Akademi University, 1995.
- Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. - М.: Горячая линия - Телеком, 2004.
- Мельников Ю. П. Воздушная радиотехническая разведка (методы оценки эффективности). - М.: Радиотехника, 2005.
- Hassan H. E. A new algorithm for radar emitter recognition. Proceedings of the 3rd International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis. 2003. P. 1097 - 1101.
- Carpenter G. A., Grossberg S., Markuzon N., Reynolds J. H. and Rosen D. B. "Fuzzy ARTMAP: A neural network architecture for incremental supervised learning of analog multidimensional maps," IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 3, no. 5, pp. 698-713, 1992.
- Carpenter G.A., Markuzon N. ARTMAP-IC and medical diagnosis: Instance counting and inconsistent cases. // Neural Networks, 11, 1998. P. 323 - 336.

НЕЙРОСЕТЕВАЯ СЕЛЕКЦИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ НАЛОЖИВШИХСЯ СИГНАЛОВ

Нестерук Г.Ф., Нестерук Ф.Г., Нестерук Л.Г.

Введение

Актуальность задачи классификации объектов по зашумленной прореженной последовательности наложившихся сигналов связана с увеличением плотности входного потока информации; динамикой окружающей среды; увеличением числа и перекрытием режимов источников сигналов; вариацией параметров сигналов; наличием неизвестных и запасных режимов работы источников сигналов, не нашедших отражение в соответствующих базах знаний; перекрытием параметров различных типов источников сигналов в известных базах знаний; наличием шума и пропусков сигналов в наложившейся последовательности, что ведет к ошибочной классификации объектов [1].

Задача исследования

Решение задачи классификации объектов по зашумленной прореженной последовательности наложившихся сигналов связано с применением принципа подобия реализуемых функций аналогичным функциям биологических систем использованием интеллектуальных средств [2, 3], которые, обладая качествами самоорганизации, адаптации, наследования и передачи накопленного опыта, позволяют достоверно классифицировать объекты в вышеперечисленных сложных условиях эксплуатации системы.

Существующие подходы к разделению последовательности наложившихся сигналов

Значения признаков, по которым разделяют последовательности наложившихся сигналов, содержатся в упорядоченных во времени формулярах сигналов (ФС). То есть ФС содержат, как значения параметров, так и метки времени поступления сигналов в общий информационный поток. Для последовательности наложившихся сигналов с постоянными периодами следования можно применить способ временного разделения последовательности сигналов на основе сравнения с эталонными временными последовательностями. С этой целью формируют конечное множество эталонных двоичных последовательностей и смешанную двоичную последовательность по общему информационному потоку.

Разделение последовательности наложившихся сигналов осуществляют путем сравнения смешанной двоичной последовательности с каждой из эталонных двоичных последовательностей, исходя из результатов которого формулируют заключение о вхождении эталонных последовательностей в состав смешанной последовательности. Сравнение двоичных последовательностей основано на расчете статистических

Задачи распознавания образов, оперативного анализа временных последовательностей зашумленных прореженных сигналов актуальны в таких сферах деятельности, как обеспечение безопасности стратегически важных систем. Для решения указанных задач используют интеллектуальные средства, которые характеризуются такими качествами, как самоорганизация, адаптация, наследование и передача накопленного опыта эксплуатации. Предлагается подход на базе нейросетевых интеллектуальных средств для решения задачи классификации объектов по зашумленной прореженной последовательности наложившихся сигналов.

оценок, включающих значения кросс-корреляции каждой эталонной двоичной последовательности со смешанной двоичной последовательностью сигналов и автокорреляции импульсов в пределах каждой эталонной последовательности. Выбор источников сигналов производится по максимальным значениям корреляции [4].

Недостатки рассмотренного подхода — ограниченное множество сигналов с постоянным периодом следования импульсов, что редко встречается в практических задачах, и чувствительность к пропуску отдельных компонентов потока.

Чаще используется двухэтапный алгоритм селектирования последовательности наложившихся сигналов путем сравнения смежных временных интервалов [5]. После совпадения двух соседних интервалов производится сравнение последнего интервала с последующими временными интервалами, что сокращает число операций сравнения. На рис.1 изображены две наложившиеся последовательности: первая с номерами 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13 и вторая - с номерами 2, 4, 6, 8, 10, 12, а также схема сравнения временных интервалов, на которой пары цифр означают интервалы между сигналами, а линии между парами цифр - операцию сравнения этих интервалов.

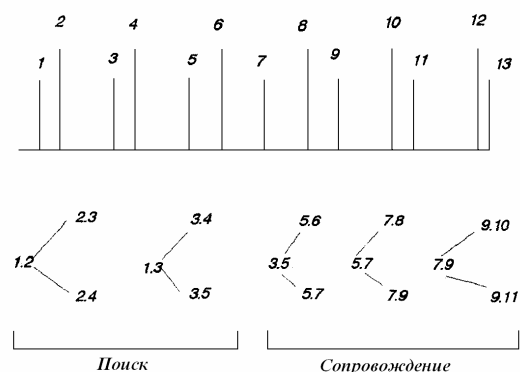
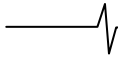


Рис. 1. Схема наложения последовательностей и двух-этапный алгоритм селекции



В процессе оцифровки аналоговых сигналов сложной импульсной последовательности формируют множество ФС 1 (на рис. 2 обозначены PDW – pulse descriptor word), каждый из которых содержит значения внутриимпульсных параметров сигнала 2, таких как: PW – pulse width, RF – radio frequency, ..., MOP – modulation on pulse, и значение времени поступления импульса 3 (TOA – time of arrival).

Для обучения НС 4 необходимо сформировать множество пар векторов обучающей выборки – {входной вектор, выходной вектор}. В качестве входных векторов используют наборы значений внутриимпульсных параметров сигнала, а соответствующего выходного вектора – вектор диапазона значений периода следования сигналов. На множестве векторов обучающей выборки обучают нейронную сеть 4, число входов 5 которой равно числу внутриимпульсных параметров сигнала – M , а число выходов 6 – числу диапазонов значений периода следования сигналов в сложной последовательности – L .

В режиме работы нейросетевого модуля выбора диапазона значений периода следования сигналов происходит предсказание местоположения импульсов в исходном потоке сигналов путем указания на диапазон значений периода следования сигналов. Каждому из диапазонов значений периода следования сигналов соответствует пара значений – минимального t_{kmin} и максимального t_{kmax} приращений времени к значению TOA_i , где k – номер координаты выходного вектора, соответствующий k -му диапазону значений периода следования сигналов, и i – номер ФС. Так как представление значений внутриимпульсных параметров сигнала i -го ФС приводит к выбору k -го диапазона значений периода следования сигналов, то в результате предсказания формируется диапазон значений TOA , границы которого определяются значениями $TOA_i + t_{kmin}$ и $TOA_i + t_{kmax}$ (рис. 2).

В цикле разделения последовательности сигналов подают входной вектор с координатами $A_1, A_2, \dots, A_M$ значений внутриимпульсных параметров сигнала 2, соответствующий i -му ФС 1 – PDW_i , на входы 5 НС 4 (рис. 2), на выходах 6 которой формируется выходной вектор $t_1, t_2, \dots, t_L$, указывающий на диапазон значений периода следования сигналов.

Вычисляют значения временных интервалов 7 исходя из ФС 1 (на рис. 2 – PDW_i) для предсказанного диапазона значений TOA , границы которого заданы значениями $TOA_i + t_{kmin}$ и $TOA_i + t_{kmax}$. В данный диапазон значений TOA попадает ограниченное число формуляров сигналов 1 (на рис. 2 – $PDW_p, \dots, PDW_r$), значения времени поступления импульса 3 в которых попадают в указанный нейронной сетью диапазон значений периода следования сигналов (на рис. 2 $TOA_p \geq TOA_i + t_{kmin}$ и $TOA_r \leq TOA_i + t_{kmax}$).

Рис. 3 иллюстрирует модуль прослеживания периодичности в TOA формуляров сигналов 1 ($PDW_p, \dots, PDW_r$), значения времени поступления импульса 3 ($TOA_p, \dots, TOA_r$) в которых попадают в указанный НС диапазон значений периода следования сигналов.

Для значений временных интервалов 7 выполняют сравнение со значениями смежных временных интервалов 8 ($TI_p, \dots, TI_r$) до тех пор, пока не произойдет совпадение двух из них и не будет сформировано значение периода следования сигналов 9, значение которого помещают в формуляры соответствующих сигналов, которые образуют выделенное подмножество ФС, отмеченных на рис. 3 двумя цифрами 1 и 10. Для сравнения временных интервалов 7 со значениями смежных интервалов 8 используют НС 11 по числу ФС ($PDW_p, \dots, PDW_r$), значения времени поступления импульса 3 ($TOA_p, \dots, TOA_r$) в которых попадают в указанный нейронной сетью диапазон значений периода следования сигналов.

Каждая из НС 11 содержит M (по числу внутриимпульсных параметров сигнала) входных узлов 12, на которые в процессе обучения НС 11 подаются значения внутриимпульсных параметров сигнала 2 формуляра сигналов PDW_i . В результате обучения каждая из НС 11 сформирует по одному кластеру (узел 13), который сохраняет значения внутриимпульсных параметров сигнала 2 формуляра сигналов PDW_i в качестве эталона для дальнейших операций сравнения. В каждой из НС 11 будет также сформирован выходной узел 14, соединенный с узлом 13 межнейронной связью с весом, равным 1, и предназначенный для формирования на выходе t_1 сигнала PRI подтверждения наличия периодичности в TOA сравниваемых формуляров сигналов 1.

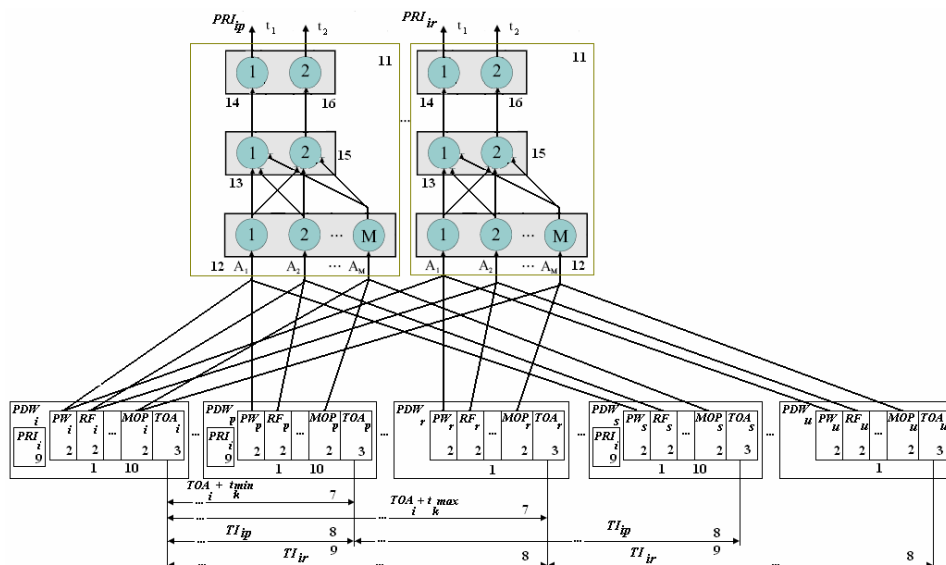


Рис. 3. Модуль прослеживания периодичности формуляров сигналов

Для формирования сигнала PRI_{ip} , который подтверждает наличие периодичности в TOA формуляров сигналов 1 PDW_i , PDW_p и PDW_s , отличающихся на величину временного интервала TI_{ip} , на входы 12 НС 11 подаются значения внутриимпульсных параметров сигнала 2 формуляров сигналов 1 PDW_p и PDW_s . При этом возможны следующие исходы:

- коды внутриимпульсных параметров сигнала 2 ФС 1 (на рис. 3 PDW_p и PDW_s) совпадают с заданной точностью с эталоном, что приводит к увеличению веса связи между узлами 13 и 14 и значения выходного сигнала PRI_{ip} на выходе t_1 НС 11, и позволяет рассматривать временные интервалы 8 TI_{ip} в качестве периода следования сигналов 9 PRI_{ip} ;

- из внутриимпульсных параметров сигнала 2 ФС 1 (на рис. 3 PDW_p и PDW_s) один совпадает с эталоном с заданной точностью, что приводит к увеличению веса связи между узлами 13 и 14 и значения выходного сигнала PRI_{ip} на выходе t_1 НС 11, а второй не совпадает с эталоном, что приводит к формированию дополнительного кластера 15 и выходного узла 16, соответствующего отрицательному результату сравнения с эталоном, и наличия выходного сигнала на выходе t_2 НС 11;

- коды внутриимпульсных параметров сигнала 2 ФС 1 (на рис. 3 PDW_r и PDW_u) не совпадают с эталоном, что приводит к формированию дополнительного кластера 15 и выходного узла 16, соответствующего отрицательному результату сравнения с эталоном; если наблюдается не совпадение с эталоном формуляров сигналов 1 как для PDW_r , так и для PDW_u , то происходит увеличение веса связи между узлами 15 и 16 и значения выходного сигнала на выходе t_2 НС 11, что исключает временные интервалы 8 TI_{ip} из рассмотрения в качестве периода следования сигналов.

В первых двух случаях производят дальнейшее прослеживание периодичности в TOA до момента окончания выделенной последовательности сигналов (наступление третьего случая). При этом в весах связей между узлами 13 и 14, а также между узлами 15 и 16 производится подсчет числа совпадений/несовпадений с эталоном. Значение выходного сигнала PRI_{ip} на выходе t_1 НС 11 несет информацию о качестве выделенной импульсной последовательности с данным значением PRI_{ip} периода следования сигналов 9. Значение PRI_{ip} помещают в формуляры тех сигналов, которые совпали с эталоном и образуют выделенное подмножество формуляров сигналов, отмеченных на рис. 3 двумя цифрами 1 и 10.

Таким образом, исходя из сформированного значения периода следования сигналов PRI_{ip} , выделяют подмножество ФС 10, в которых значения времени поступления импульсов TOA соответствуют сформированному значению периода следования сигналов, отмечают выделенное подмножество ФС путем помещения в каждый из них значения периода следования сигналов 9. Затем для упрощения процедуры дальнейшего анализа извлекают из множества ФС выделенное подмножество ФС 10 и формируют дорожку последовательности сигналов, содержащую выделенное подмножество ФС.

Действия согласно циклу разделения последовательностей сигналов производят для каждого из неотмеченных ФС до тех пор, пока в указанном нейронной

сети 4 диапазоне значений периода следования сигналов возможно совпадение значений смежных временных интервалов и формирование значения периода следования сигналов.

В итоге формируют множество дорожек последовательностей разделенных сигналов, а оставшиеся неотмеченными ФС подлежат дальнейшему анализу.

В заключение проведем обоснование эффективности описанного подхода к нейросетевой селекции смешанной последовательности сигналов по сравнению с известным применением классификатора семейства ARTMAP для классификации радарных излучателей [1].

Преимущества предложенного авторами нейросетевого подхода к селекции и классификации последовательности наложившихся сигналов проявляются в рабочем режиме. Проведем анализ затрат времени на осуществление операций по разделению смешанной последовательности сигналов, представленной упорядоченным множеством формуляров сигналов.

В [1] классификатор Fuzzy ARTMAP используется для классификации радарных излучателей по входному вектору функциональных параметров, таких как частота заполнения импульса RF, длительность импульса PW и период повторения импульсов PRI (при наличии значения последнего параметра).

При ограниченном числе входных параметров наличие значения такой координаты входного вектора как PRI играет важную роль для осуществления достоверной классификации сигналов.

Классификатор Fuzzy ARTMAP [1] может быть использован для разделения смеси импульсных сигналов и классификации радарных излучателей при наличии только значений параметров RF и PW. С этой целью необходимо выполнить следующие действия.

1. Разделение смеси ФС по значениям параметров RF и PW на группы (по числу формируемых классификатором Fuzzy ARTMAP категорий). Однако в группу будут помещены импульсы, формируемые различными радарными излучателями, с близкими значениям параметров RF и PW.

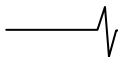
Для разделения смеси формуляров импульсных сигналов на k подмножеств потребуется время t_1 , пропорциональное числу импульсов в смешанной последовательности m и количеству формируемых классификатором Fuzzy ARTMAP категорий n и не превышающее значение

$$t_1 = m \cdot n \cdot t_{cat},$$

где t_{cat} - время опроса одной категории классификатора (для ПЭВМ с двухядерным процессором, тактовой частотой 2,4 ГГц и ОЗУ 2 Гб величина t_{cat} составляет около 0,3 мкс).

2. В пределах каждого из k подмножеств формуляров импульсных сигналов производится выявление p повторений значений смежных временных интервалов.

3. В пределах каждого из k подмножеств ФС производится прослеживание временных интервалов с равными значениями PRI (в каждом из k подмножеств в среднем по m/k ФС). Таким образом, в процессе прослеживания по всем k подмножеств будут участвовать не более m ФС. При этом будет сформировано r различных входных векторов функциональных параметров, включающих RF, PW и PRI.



4. С использованием классификатора Fuzzy ARTMAP производится классификация радарных излучателей по r входным векторам функциональных параметров, включающих RF, PW и PRI, путем отнесения к одной из s категорий за время, не превышающее значение

$$t_4 = r \cdot s \cdot t_{cat}.$$

Описанный в статье подход к нейросетевой селекции и классификации смешанной последовательности сигналов включает следующие этапы в пределах цикла разделения формуляров импульсных сигналов, начиная с первого ФС.

1. Предсказание диапазона значений PRI по очередному ФС с помощью классификатора Fuzzy ARTMAP. Время предсказания значений PRI классификатором Fuzzy ARTMAP, содержащим n категорий, не превышает значение

$$t_1 = n \cdot t_{cat}.$$

2. Вычисление ν значений временных интервалов для ФС, значения времени поступления импульса в которых попадают в указанный диапазон значений периода следования сигналов.

3. Выбор значения PRI из ν значений временных интервалов путем прослеживания, выделение подмножества ФС, в которых значения времени поступления импульсов соответствуют значению периода следования сигналов.

4. Классификация радарного излучателя по входным векторам функциональных параметров: RF, PW, PRI с использованием классификатора Fuzzy ARTMAP.

5. Прореживание исходной последовательности ФС путем исключения выделенного подмножества ФС. Переходят к п.1, если в прореженной последовательности не менее двух ФС.

При сравнении описанных алгоритмов разделения и классификации ФС смешанной последовательности сигналов можно сделать следующие выводы.

На этапе разделения смеси ФС на группы по значениям параметров RF и PW по первому алгоритму потребуются затраты времени на сравнение средствами Fuzzy ARTMAP каждого из m формуляров с n категориями, не превышающие $t_1 = m \cdot n \cdot t_{cat}$.

На первом этапе предложенного авторами алгоритма выполняется предсказание диапазона значений PRI по очередному ФС с помощью классификатора ARTMAP. Так как этап 1 будет повторен r раз (по числу разделенных импульсных последовательностей), то суммарные затраты времени на предсказание значений PRI классификатором ARTMAP, содержащим n категорий не превысят значения $t_1 = r \cdot n \cdot t_{cat}$.

Так как число разделенных импульсных последовательностей в смеси сигналов много меньше числа ФС (отдельных импульсов), то затраты времени на

реализацию предложенного в статье нейросетевого подхода к разделению и классификации формуляров сигналов будут меньше на величину $t = (m - r) \cdot n \cdot t_{cat}$.

Анализ операций по прослеживанию временных интервалов с равными значениями PRI, прореживания последовательностей ФС и финальной классификации r радарных излучателей по входным векторам функциональных параметров: RF, PW, PRI (с использованием классификатора Fuzzy ARTMAP) показывает примерное равенство затрат времени на выполнение оставшихся этапов.

Заключение

Рассмотренный нейросетевой классификатор позволяет реализовать разделение сигналов в реальном масштабе времени за счет возможности распараллеливания, как процесса поиска периодичности в сигналах, входящих в наложившиеся импульсные последовательности, так и процесса выделения формуляров сигналов в отдельные дорожки в соответствии с вычисленными периодами следования импульсов. Кроме того, учет внутриимпульсных параметров в процессе временной селекции позволяет исключить попадание на дорожки сигналов от других источников, что дополнительно повышает качество селекции сигналов наложившихся импульсных последовательностей.

Литература

1. Granger E., Rubin M. A., Grossberg S. & Lavoie P. A what-and-where fusion neural network for recognition and tracking of multiple radar emitters, *Neural Networks*, vol. 3, 2001. P. 325 - 344.
2. Нестерук Г. Ф., Осовецкий Л. Г., Харченко А. Ф. Информационная безопасность и интеллектуальные средства защиты информационных ресурсов. - СПб.: СПбГУЭФ. 2003.
3. Нестерук Г. Ф., Осовецкий Л. Г., Нестерук Ф. Г. О применении нейро-нечетких сетей в адаптивных системах информационной защиты // *Нейроинформатика-2005: Материалы VII всероссийской научно-технической конференции*. М.: МИФИ (ТУ), 2005. Ч.1. С. 163 - 171.
4. Hassan H. E. A new algorithm for radar emitter recognition. *Proceedings of the 3rd International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis*. 2003. P. 1097 - 1101.
5. Мельников Ю. П. Воздушная радиотехническая разведка (методы оценки эффективности). - М.: Радиотехника, 2005.
6. Carpenter G. A., Grossberg S., Markuzon N., Reynolds J. H. and Rosen D. B. "Fuzzy ARTMAP: A neural network architecture for incremental supervised learning of analog multidimensional maps," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 3, no. 5, pp. 698-713, 1992.

УДК 621.396.983.4

АЛГОРИТМ ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГОВАНИЯ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ОБЗОРА С ПРОВЕРКОЙ ПЕРЕКРЫТИЯ СИГНАЛОВ ПО ЧАСТОТЕ

Чемаров А.О., Шевченко М.Е.

Введение

В фазовых пеленгаторах с широкой полосой одновременного обзора, на порядки превышающей полосу пеленгуемых сигналов, отсчеты квадратурных составляющих выходных процессов элементов антенной решетки (ЭАР) после взвешивания временной оконной функцией подвергаются дискретному преобразованию Фурье с целью разделения сигналов в частотной области. В частотной области производится обнаружение сигналов, и для частотных отсчетов (ЧО) спектральной функции, в которых принято решение о наличии сигналов, формируется оценка разностей фаз между ЭАР [1].

Предполагается, что в каждом из данных ЧО присутствует спектральная составляющая, соответствующая только одному сигналу, для которого по оценкам разностей фаз определяются угловые координаты источника радиоизлучения (ИРИ). Обнаружение и оценка угловых координат (УК) производится независимо в каждом ЧО с целью обеспечения заданной разрешающей способности по частоте вследствие априорной неопределённости ширины спектров сигналов в частотной области.

Далее словосочетание “составляющая спектра сигнала” редуцировано до термина “сигнал”, под которым понимается один ЧО, соответствующий одному ИРИ с фиксированными УК.

Однако, при наличии сигналов нескольких ИРИ в одном ЧО определение УК ИРИ фазовым методом нецелесообразно, так как формируется только одна оценка УК, которая не соответствует УК любых ИРИ, сигналы которых присутствуют в данном ЧО. Таким образом, для определения УК фазовым методом в частотной области требуется предварительная проверка наличия сигнала только одного ИРИ в рассматриваемом ЧО.

Цель данной работы состоит в разработке и исследовании правила проверки присутствия в рассматриваемом ЧО сигнала одного ИРИ для фазового пеленгатора с широкой полосой одновременного обзора.

Постановка задачи

Для однозначного определения двумерных УК ИРИ: пеленга и угла места фазовым методом достаточно трёх ЭАР. Для обеспечения равномерной по пеленгу точности оценки пеленга ЭАР располагаются в горизонтальной плоскости в вершинах равностороннего треугольника (рис. 1) [2,3].

Наблюдаемыми данными являются ЧО спектральных функций выходных процессов ЭАР после квадратурной обработки:

$$\mathbf{x}_a = x_{a1}, \dots, x_{ai}, \dots, x_{aN} \quad (1)$$

где: $a=1 \dots 3$, $i=1 \dots N$, a – номер ЭАР, N – размер ДПФ.

Для фазового радиопеленгатора КВ-диапазона с широкой полосой одновременного обзора разработано правило проверки наличия только одного сигнала в рассматриваемом отсчете спектральной функции. Методом статистического моделирования получены вероятностные характеристики проверки по разработанному правилу. Приведены результаты обработки записей реальных сигналов по алгоритму определения угловых координат при трёхэлементной антенной решётке с проверкой перекрытия сигналов по частоте.

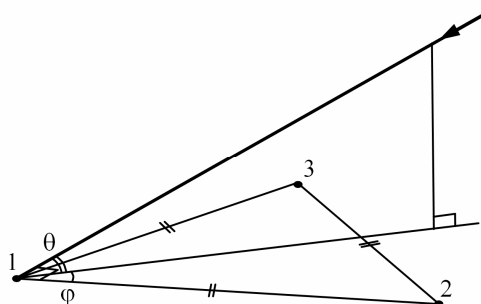


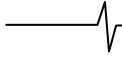
Рис. 1. Геометрия антенной решетки

Для каждого i -го ЧО x_{ai} выдвинем следующие гипотезы: H_{0i} об отсутствии сигналов в наблюдаемых данных, H_{1i} о наличии в наблюдаемых данных одного сигнала, H_{2i} о наличии в наблюдаемых данных двух и более сигналов. Математически гипотезы записаны в виде

$$\begin{aligned} H_{0,i} : x_{1,i} &= \eta_{1,i}, \quad x_{2,i} = \eta_{2,i}, \quad x_{3,i} = \eta_{3,i} \\ H_{1,i} : x_{1,i} &= s_{1,i} + \eta_{1,i}, \quad x_{2,i} = s_{1,i} \cdot e^{j\Phi 21_{1,i}} + \\ &+ \eta_{2,i}, \quad x_{3,i} = s_{1,i} \cdot e^{j\Phi 31_{1,i}} + \eta_{3,i} \\ H_{2,i} : x_{1,i} &= \sum_{k=1}^{K_i} s_{k,i} + \eta_{1,i}, \quad x_{2,i} = \sum_{k=1}^{K_i} s_{k,i} \cdot e^{j\Phi 2_{k,i}} \\ &+ \eta_{2,i}, \quad x_{3,i} = \sum_{k=1}^{K_i} s_{k,i} \cdot e^{j\Phi 31_{k,i}} + \eta_{3,i}, \end{aligned} \quad (2)$$

где: $\eta_{a,i}$ – i -ый отсчет из спектральной выборки белого гауссовского шума с нулевым средним и СКО δ ; $s_{k,i}$ – k -ый сигнал в i -ом ЧО на первом ЭАР; K_i – количество сигналов, присутствующих в i -ом ЧО; $\Phi 21_{k,i}$ и $\Phi 31_{k,i}$ – фазовые сдвиги сигнала $s_{k,i}$ между вторым и первым и между третьим и первым ЭАР, соответственно. Фазовые сдвиги связаны с УК ИРИ следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \Phi 21_{k,i} &= 2\pi d \cdot \cos(\varphi_{k,i}) \cdot \cos(\theta_{k,i}), \\ \Phi 31_{k,i} &= 2\pi d \cdot \cos(\varphi_{k,i} - \pi/3) \cdot \cos(\theta_{k,i}), \end{aligned} \quad (3)$$



где: d – расстояние между ЭАР в долях длины волны, $\varphi_{k,i}$ и $\theta_{k,i}$ – пеленг и угол места ИРИ k -го сигнала в i -ом ЧО.

Обнаружение и оценка УК ИРИ

Проверка гипотезы о наличии сигналов в i -ом ЧО ($H_{1,i} \vee H_{2,i}$) против гипотезы $H_{0,i}$ при известном уровне шума δ производится по правилу энергетического обнаружения:

$$\begin{aligned} \frac{T_i}{\delta^2} &\geq \alpha \Rightarrow \hat{H}_{1,i} \vee \hat{H}_{2,i}, \\ \frac{T_i}{\delta^2} &< \alpha \Rightarrow \hat{H}_{0,i}, \end{aligned} \quad (3)$$

где: $T_i = |x_{1,i}|^2 + |x_{2,i}|^2 + |x_{3,i}|^2$, α – порог обнаружения,

выбирается по заданной вероятности ложной тревоги (в. л. т.), $\hat{H}_{0,i}$, $\hat{H}_{1,i}$ и $\hat{H}_{2,i}$ – решения в пользу гипотез $H_{0,i}$, $H_{1,i}$ и $H_{2,i}$.

При неизвестном уровне шума решающие функции имеют вид:

$$\begin{aligned} \frac{T_i}{\hat{\delta}^2} &\geq \alpha \Rightarrow \hat{H}_{1,i} \vee \hat{H}_{2,i}, \\ \frac{T_i}{\hat{\delta}^2} &< \alpha \Rightarrow \hat{H}_{0,i}, \end{aligned}$$

где: $\hat{\delta}$ – эффективная, состоятельная оценка уровня шума, при которой выполняется сходимость:

$$\frac{T_i}{\delta^2} - \frac{T_i}{\hat{\delta}^2} \rightarrow 0.$$

В качестве оценки $\hat{\delta}$ можно рекомендовать оценку, разработанную в [4].

Характеристики обнаружения, полученные методом статистического моделирования при случайных независимых сигналах с равномерной плотностью распределения фазы, пеленга и угла места, и известном уровне шума представлены на рис. 2, 3 и 4.

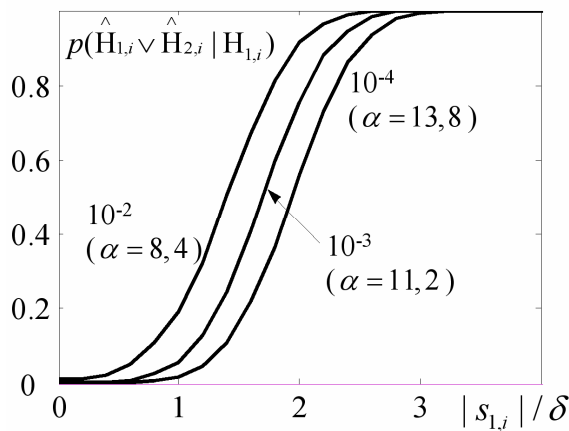


Рис. 2. Характеристики обнаружения одного сигнала при различных в. л. т.

На рис. 2 показана вероятность обнаружения одного сигнала, на рис. 3 и 4 линиями уровня показаны вероятности обнаружения двух сигналов.

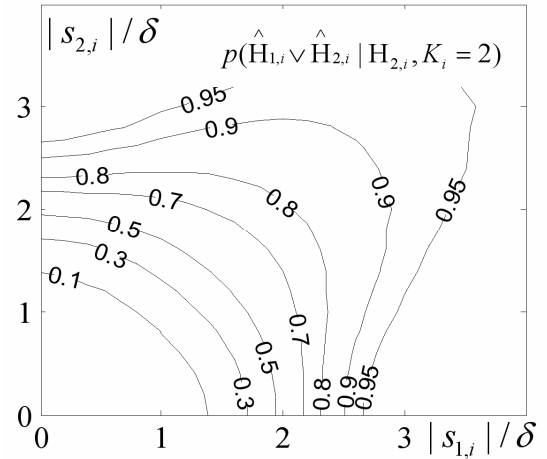


Рис. 3. Характеристики обнаружения двух сигналов при в. л. т. 10^{-4}

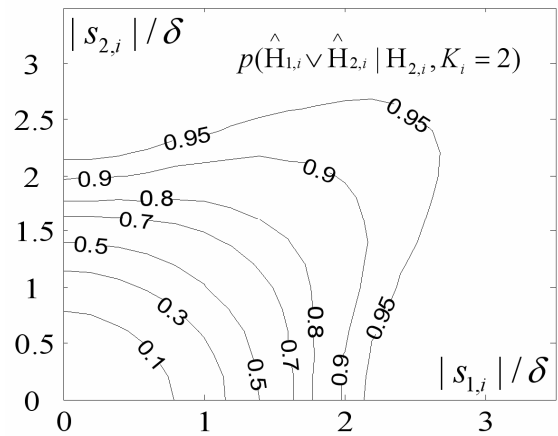


Рис. 4. Характеристики обнаружения двух сигналов при в. л. т. 10^{-2}

Характеристики, приведенные на рис. 2, совпадают с сечениями соответствующих характеристик, представленных на рис. 3 и 4, плоскостями $|s_{1,i}| / \delta = 0$ и $|s_{2,i}| / \delta = 0$.

Оценки УК ИРИ $\hat{\varphi}_{1,i}$ и $\hat{\theta}_{k,i}$ фазовым методом выражаются через оценки фазовых сдвигов $\Phi 2_{1,i}$ и $\Phi 3_{1,i}$ [2, 3] при гипотезе $H_{1,i}$:

$$\begin{aligned} \Phi 2_{1,i} &= x_{2,i} \cdot x_{1,i}^*, \quad \Phi 3_{1,i} = x_{3,i} \cdot x_{1,i}^*, \\ \hat{\varphi}_{1,i} &= \text{atan}(\hat{\Phi 3}_{1,i} - \hat{\Phi 2}_{1,i} / 2, \sqrt{3} \cdot \hat{\Phi 2}_{1,i} / 2), \end{aligned} \quad (4)$$

$$\hat{\theta}_{1,i} = \arccos(\sqrt{(2 \cdot \hat{\Phi 3}_{1,i} - \hat{\Phi 2}_{1,i})^2 / 3 + \hat{\Phi 2}_{1,i}^2} / 2\pi \cdot d)$$

где:

$$\text{atan}(a, b) = \begin{cases} \text{arctg}(a/b), & b \geq 0 \\ \text{arctg}(a/b) + \pi, & b < 0 \text{ и } a \geq 0, \\ \text{arctg}(a/b) - \pi, & b < 0 \text{ и } a < 0 \end{cases}$$

Поэтому перед оцениванием УК ИРИ фазовым методом следует предварительно проверить гипотезу $H_{1,i}$ против гипотезы $H_{2,i}$. Критерий проверки, основанный на отношении правдоподобия, требует известности хотя бы одного сигнала $s_{1,i}$ и его УК или их априорных распределений. Поэтому требуется разработать правило проверки гипотезы о наличии только одного сигнала в i -ом ЧО в условиях априорной неопределённости сигналов $s_{k,i}$ и их УК.

Проверка наличия одного сигнала

Разработка правила проверки наличия одного сигнала в i -ом ЧО основана на том, что при $H_{1,i}$ мощности отсчётов $|x_{a,i}|^2$, $a=1..3$, являются выборкой трёх случайных величин из совокупности случайных величин с одинаковыми параметрами, а при $H_{2,i}$ мощности отсчётов $|x_{a,i}|^2$, $a=1..3$, являются выборкой трёх случайных величин с различными средними значениями и дисперсиями.

При $H_{1,i}$ дисперсия выборки обусловлена лишь аддитивными шумовыми составляющими (2), а при $H_{2,i}$ – как шумовыми составляющими, так и различием средних значений и может значительно превышать (при соизмеримых уровнях сигналов) дисперсию выборки при $H_{1,i}$.

При $H_{1,i}$ для сильного сигнала $|s_{1,i}|$, при котором обеспечивается устойчивое обнаружение по (3) с вероятностью более 0,9 (см. рис. 2), мощности ЧО $|x_{a,i}|^2$ можно считать распределёнными по нормальному закону [5] с дисперсией $D1_i = 2 \cdot \delta^2 \cdot |s_{1,i}|^2$:

$$|x_{a,i}|^2: N_{a,i}(|s_{1,i}|^2, 2 \cdot \delta^2 \cdot |s_{1,i}|^2), a=1..3, \quad (5)$$

где: $N(a,b)$ – нормальный закон распределения случайной величины со средним a и дисперсией b . Мощности ЧО являются выборкой трёх случайных величин из совокупности нормальных случайных величин с одинаковыми параметрами распределения (5). Среднее значение выборки:

$$m_i = \sum_{a=1}^3 \frac{|x_{a,i}|^2}{3}, \text{ дисперсия: } D_i = \sum_{a=1}^3 \frac{(|x_{a,i}|^2 - m_i)^2}{3}.$$

Величина $3 \cdot D_i / D1_i$ имеет распределение χ^2 с двумя степенями свободы [6].

Поэтому при $H_{1,i}$ вероятность неперевышения величиной $3 \cdot D_i / D1_i$ порога β является вероятностью $p(H_{1,i} | H_{1,i})$ правильного принятия решения о наличии одного сигнала в i -ом ЧО по правилу:

$$\begin{aligned} & \left[3 \cdot D_i / D1_i \leq \beta \Rightarrow \hat{H}_{1,i} \right. \\ & \left. 3 \cdot D_i / D1_i > \beta \Rightarrow \hat{H}_{2,i} \right] \Leftrightarrow \\ & \Leftrightarrow \left[\begin{aligned} & \frac{D_i}{|s_{1,i}|^2} \leq \frac{2 \cdot \delta^2 \cdot \beta}{3} \Rightarrow \hat{H}_{1,i} \\ & \frac{D_i}{|s_{1,i}|^2} > \frac{2 \cdot \delta^2 \cdot \beta}{3} \Rightarrow \hat{H}_{2,i} \end{aligned} \right]. \quad (6) \end{aligned}$$

При гипотезе $H_{1,i}$ среднее значение m_i является состоятельной оценкой мощности $|s_{1,i}|^2$ сигнала $s_{1,i}$ (5):

$$\frac{D_i}{m_i} - \frac{D_i}{|s_{1,i}|^2} \xrightarrow{|s_{1,i}|^2 \rightarrow \infty} 0,$$

и при неизвестном уровне сигнала $|s_{1,i}|$ проверка гипотезы $H_{1,i}$ против $H_{2,i}$ (6) сводится к следующему правилу принятия решения:

$$\left[\begin{aligned} & D_i / m_i \leq \gamma \cdot \delta^2 \Rightarrow \hat{H}_{1,i} \\ & D_i / m_i > \gamma \cdot \delta^2 \Rightarrow \hat{H}_{2,i} \end{aligned} \right], \quad (7)$$

где порог γ выбирается по заданной вероятности ошибочного принятия решения о наличии в одном ЧО не-

скольких сигналов в случае присутствия только одного сигнала.

Результаты моделирования

Полученная методом статистического моделирования зависимость вероятности ошибочного принятия решения о наличии более одного сигнала при наличии одного сигнала $p(H_{2,i} | H_{1,i})$ по правилу (7) от $|s_{k,i}| / \delta$, $k=1..K_i$ отношения сигнал-шум (ОСШ) при случайных равномерно распределённых фазе сигнала $s_{1,i}$, пеленге $\varphi_{1,i}$ и угле места $\theta_{1,i}$ и ИРИ сигнала $s_{1,i}$ для различных значений порога γ показана на рис. 5. На рис. 6 и 7 линиями уровня показана зависимость вероятности правильного принятия решения $p(H_{2,i} | H_{2,i})$ о наличии более одного сигнала от ОСШ для случая двух сигналов со случайными, независимыми, равномерно распределёнными фазами и УК ИРИ.

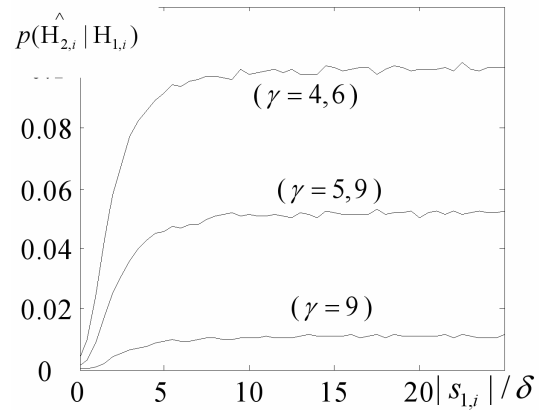


Рис. 5. Зависимость вероятности ошибочного принятия решения о наличии более одного сигнала от ОСШ

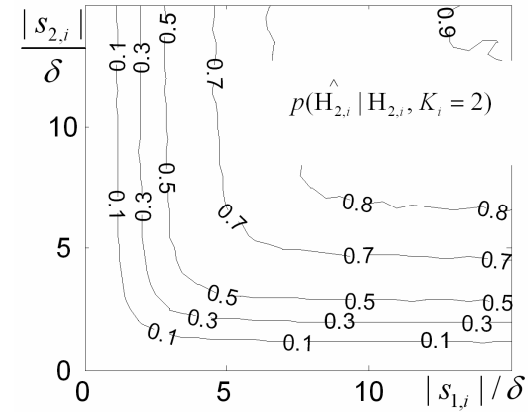


Рис. 6. Зависимость вероятности правильного принятия решения о наличии более одного сигнала от ОСШ при $\gamma = 9,0$

Из рис. 6 и 7 видно, что для отношений сигнал-шум, превышающих уровень 2,5...3 (при котором обеспечивается устойчивое обнаружение, см. рис. 3 и 4), правильное решение о наличии более одного сигнала в большинстве случаев не принимается, если уровень одного сигнала значительно превышает уровень второго (остальных). Однако, можно показать, что в этом случае получаемая по (7) оценка УК ИРИ близка к УК ИРИ более сильного сигнала, так как фаза суперпозиции сильного и слабых сигналов практически не отличается от фазы сильного сигнала.

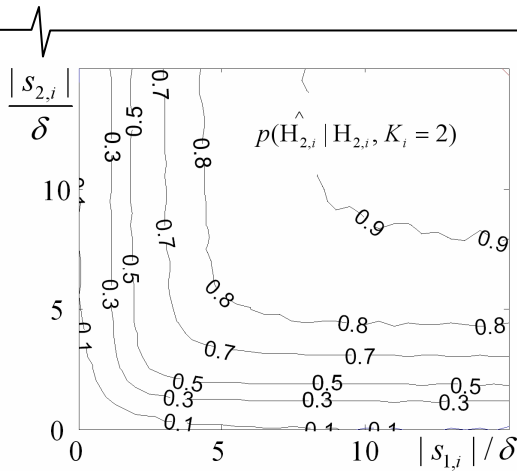


Рис. 7. Зависимость вероятности правильного принятия решения о наличии более одного сигнала от ОСШ при $\gamma = 4,6$

При получении зависимостей, представленных на рис. 5–7, УК ИРИ моделировались случайными.

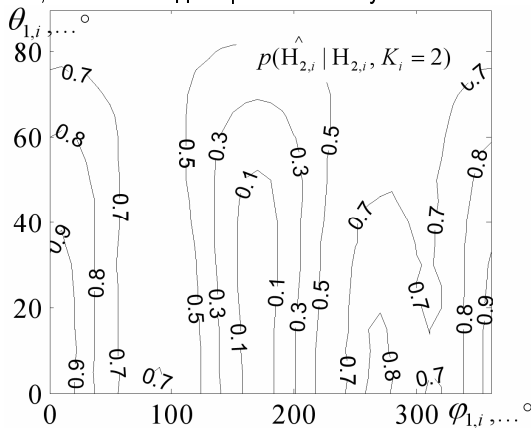


Рис. 8. Зависимости вероятности правильного принятия решения о наличии более одного сигнала от УК ИРИ сигнала $S_{1,i}$ при $|s_{1,i}| / \delta = |s_{2,i}| / \delta = 3$, $\varphi_{2,i} = 170^\circ$, $\theta_{2,i} = 30^\circ$

На рис. 8–11 для различных уровней двух присутствующих в рассматриваемом ЧО сигналов линиями уровня показаны зависимости вероятности правильного принятия решения по (7) о наличии более одного сигнала от УК ИРИ одного из сигналов при различных УК ИРИ второго сигнала, $\gamma = 5,9$.

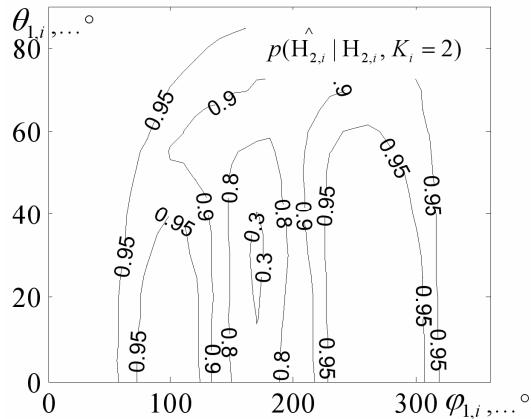


Рис. 9. Зависимости вероятности правильного принятия решения о наличии более одного сигнала от УК ИРИ сигнала $S_{1,i}$ при $|s_{1,i}| / \delta = |s_{2,i}| / \delta = 10$, $\varphi_{2,i} = 170^\circ$, $\theta_{2,i} = 30^\circ$

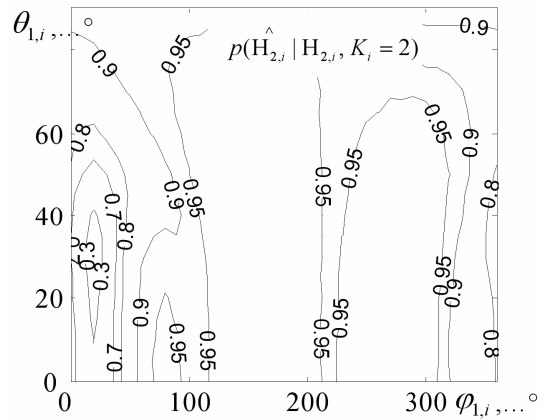


Рис. 10. Зависимости вероятности правильного принятия решения о наличии более одного сигнала от УК ИРИ сигнала $S_{1,i}$ при $|s_{1,i}| / \delta = |s_{2,i}| / \delta = 10$, $\varphi_{2,i} = 20^\circ$, $\theta_{2,i} = 30^\circ$

Угловое расстояние между ИРИ, при котором обеспечивается заданная вероятность правильного принятия решения о наличии более одного сигнала, уменьшается при возрастании уровней сигналов (см. рис. 8 и 9). При рассматриваемой геометрии антенной решетки (см. рис. 1) , вероятность правильного принятия решения о наличии более одного сигнала не зависит от УК ИРИ, а зависит от их разности (см. рис. 9, 10 и 11).

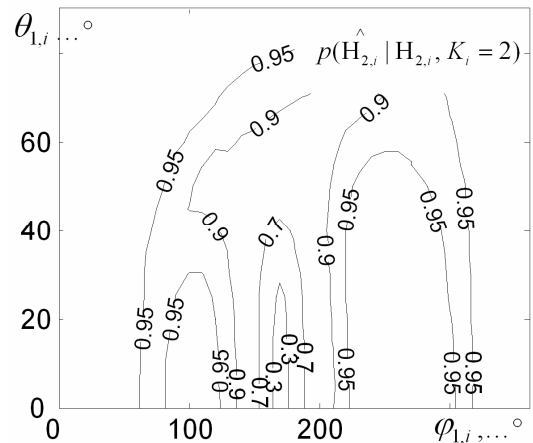


Рис. 11. Зависимости вероятности правильного принятия решения о наличии более одного сигнала от УК ИРИ сигнала $S_{1,i}$ при $|s_{1,i}| / \delta = |s_{2,i}| / \delta = 10$, $\varphi_{2,i} = 170^\circ$, $\theta_{2,i} = 0^\circ$

Высокая вероятность правильного принятия решения по (7) о наличии более одного сигнала в случае присутствия в рассматриваемом ЧО более двух сигналов достигается при соизмеримых уровнях как минимум двух сигналов. Увеличение различия УК ИРИ также приводит к повышению данной вероятности.

Разработанное правило проверки наличия только одного сигнала в ЧО (7) можно обобщить на любое количество ЭАР. Отличие от рассмотренного случая трёх ЭАР заключается в значении порога принятия решения γ .

Применение разработанного правила

Для иллюстрации применения разработанного правила были смоделированы наблюдаемые данные (1, 2) при $N=1024$. На рис. 12.в и 13.в показаны амплитуды ЧО

спектральной функции выходного процесса одного из ЭАР после квадратурной обработки, на рис. 12.а и 12.б – соответствующие УК ИРИ сигналов, присутствующих в наблюдаемых данных, сигналы одного ИРИ присутствуют в нескольких смежных ЧО.

В районе 100-го ЧО присутствуют сигналы трёх ИРИ, в районе 480-го, 600-го и 860-го присутствуют сигналы двух ИРИ.

На рис. 13 а и б показаны оценки угловых координат (4) для ЧО, в которых принято решение о наличии сигналов (3) при $\alpha = 13,8$. Точками показаны оценки УК ИРИ, полученные в тех ЧО, где принято решение о наличии только одного сигнала (7), крестиками – более одного сигнала. При данной (см. рис. 1) геометрии антенной решётки точность оценки угла места низкая.

Из рис. 12 и 13 видно, что проверка наличия только одного сигнала (7) позволяет избежать получения фазовым методом недостоверных оценок УК ИРИ, которые в случае наличия на одной частоте сигналов нескольких ИРИ занимают промежуточное положение между УК данных ИРИ - это сигналы в районе 100-го, 480-го, 600-го и 860-го ЧО.

Если в ЧО присутствуют несколько сигналов, и принимается решение (7) о наличии только одного сигнала, то оценка (4) УК ИРИ для рассматриваемого ЧО соответствует УК ИРИ одного более сильного сигнала. В нашем случае это сигналы в районе 100-го и 480-го ЧО. Точность оценки УК ИРИ зависит от уровня сигнала (см. сигналы в районе 200-го, 400-го и 700-го ЧО).

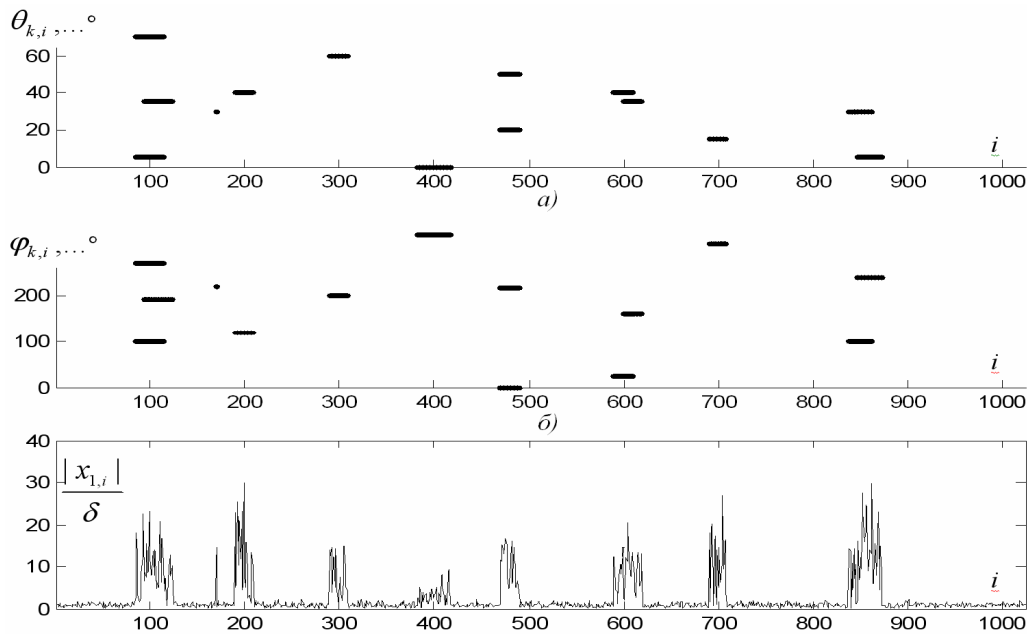


Рис. 12. Модель наблюдаемых данных

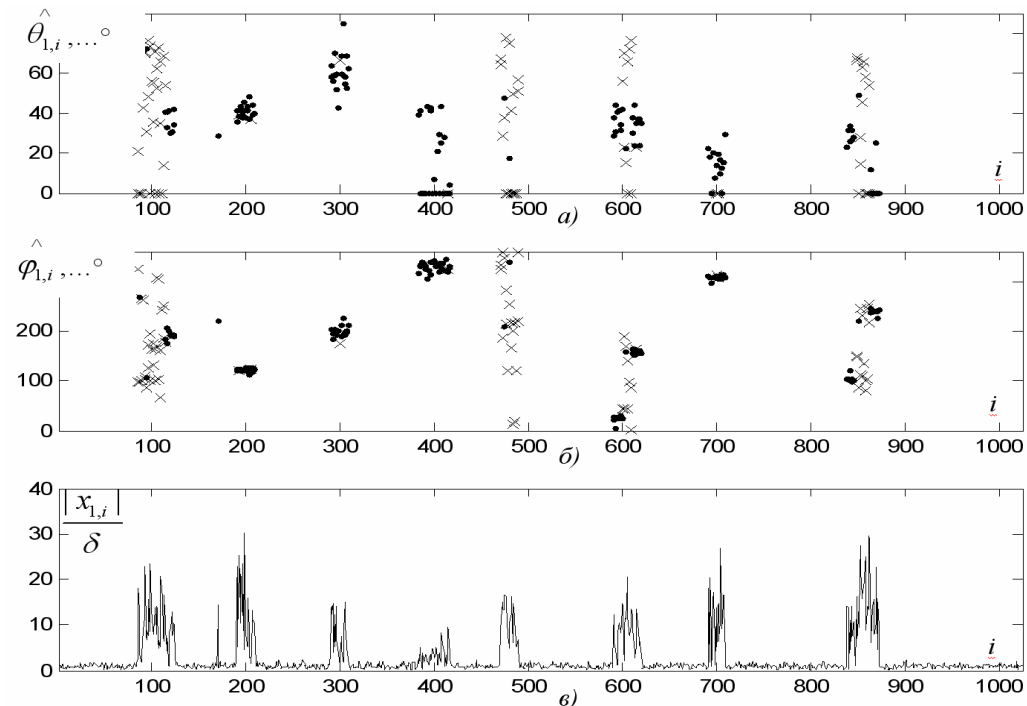
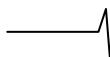


Рис. 13. Обнаружение-оценка УК ИРИ сигналов, присутствующих в наблюдаемых данных. $\alpha = 13,8$, $\gamma = 5,9$



Экспериментальные результаты пеленгования с предварительной проверкой наличия сигнала одного ИРИ в рассматриваемом ЧО получены путем обработки записей сигналов вещательных станций в диапазоне 11 900 кГц при ширине просматриваемого частотного диапазона 100 кГц и частоте дискретизации квадратурных составляющих 160 кГц, $N = 2560$. Записи получены в Ленинградской области от трехканального когерентного приемного устройства.

Антенная решетка состояла из трех активных вибраторных антенн, разнесенных на расстояние 10м.

Несущие частоты сигналов ИРИ данного частотного диапазона располагаются через интервалы 5 кГц, или 128 ЧО по дискретной шкале частот. При обработке реальных данных уровень шума был неизвестен, и его оценка формировалась на основе наблюдаемых данных [4].

На рис. 14.а и 14.б показаны сформированные панорама угол места – частота и частотно-азимутальная панорама. Нормированный к уровню шума амплитудный спектр принятых процессов показан на рис. 14.в.

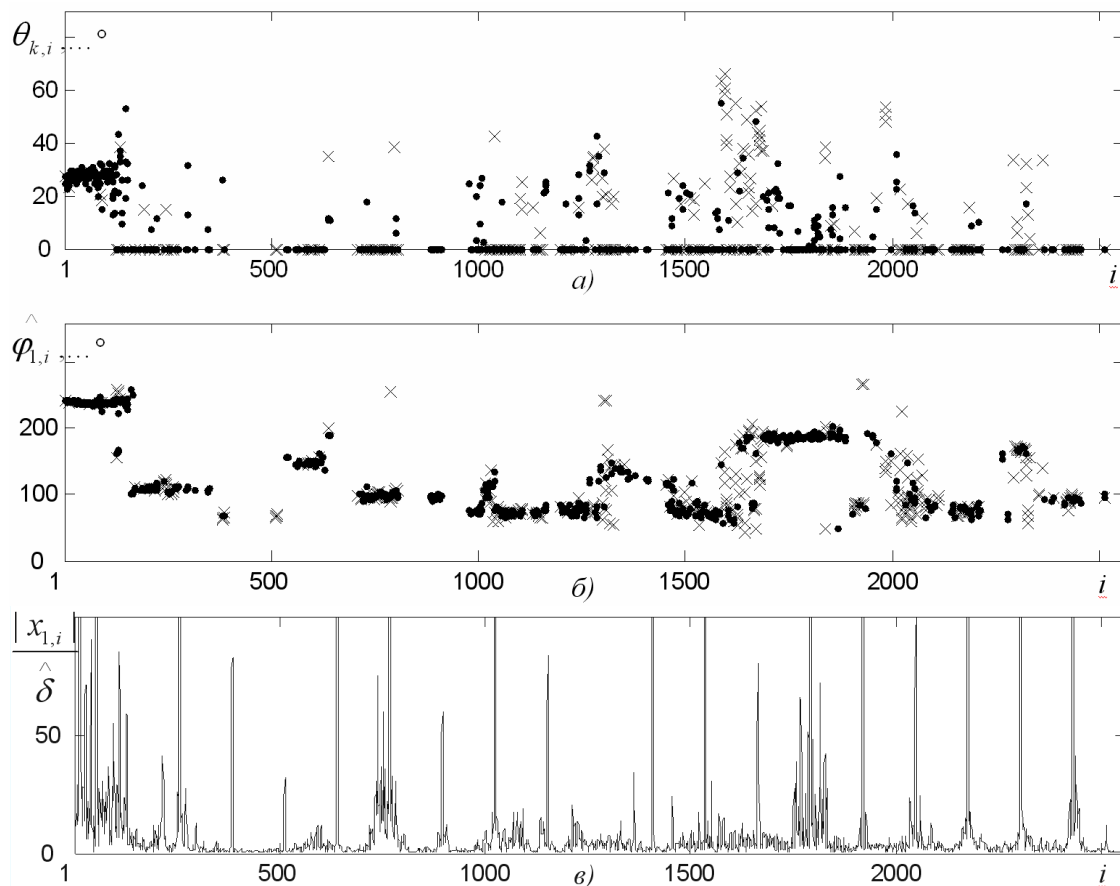


Рис. 14. Обработка записи реальных сигналов. $\alpha = 13.8$, $\gamma = 5,9$

Таблица

Вещательные станции просматриваемого диапазона

Источник сигнала, мощность, (кВт) [7]	Polish Radio Warsaw, 100	Radio Romania Int., 250	Family Stations Inc., 250	Radio Exterior de Espana, 500	Radio Romania Int., 250	China Radio Int., 100	China Radio Int., 500	Turkish Radio-TV Corp., 500	BBC World-service, 250
Ближайший населённый пункт[7]	Nauen, Германия	Tiganești, Румыния	Иркутск	Пекин	Galbeni	Lingshi, Китай	Shijiazhuang, Китай	Emirler, Турция	Nakhon Sawan, Таиланд
Расстояние, км	1380	1860	4380	6010	1460	6020	6080	2180	7380
Частота, кГц	11855	11875	11895	11910	11920	11925	11935	11940	11945
Номер ЧО	128	640	1152	1536	1792	1920	2176	2304	2432
Предполагаемый пеленг,...°	240.6	192.8	67.6	70.7	190.2	75.9	73.5	180.1	99.9

Как и следовало ожидать, решение о наличии более одного сигнала в одном ЧО принимается в тех ЧО, где присутствуют боковые частотные составляющие соседних по частоте ИРИ, а также в тех ЧО, где одновременно сосредоточены несущие частоты различных вещательных КВ-станций. В обрабатываемой записи это сигналы в районе 500-го, 800-го, 1900-го и 2400-го ЧО на рис. 14.

Предполагаемый географический пеленг определялся по географическим координатам ближайшего к источнику сигнала населенного пункта [7]. Полученные оценки пеленга (см. рис. 14. б) согласуются с параметрами ИРИ, приведёнными в таблице.

Заключение

Включение разработанного правила в алгоритм определения УК ИРИ фазовым методом в частотной области позволяет избежать некорректного использования фазового метода при перекрытии спектров сигналов в частотной области и получить информацию о наличии нескольких сигналов на одной частоте.

Вычислительные затраты на использование разработанного правила проверки (7) в алгоритме определения УК ИРИ в частотной области фазовым методом составляют 12 арифметических операций - вычисление отношения дисперсии к среднему значению и сравнение с порогом в ЧО, в котором принято решение о наличии сигналов (3). Это существенно меньше вычислительных затрат на ДПФ и расчёт УК ИРИ по фазовым сдвигам.

Литература

1. F. Quint, J. Reichert and H. Roos. Emitter Detection and Tracking Algorithm for a Wide Band Multichannel. Direction-Finding System in the HF-Band. Proc. MILCOM 1999, v.ol.1, pp.212-216. 1999.
2. Метод совместного частотного обнаружения и оценивания угловых координат при трёхэлементной антенной решётке / А. О. Чемаров // 7-й международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: Труды симпозиума, Санкт-Петербург, 26-29 июня 2007 / Изд. СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2007, С. 141-144.
3. Чемаров А. О. Обнаружитель-пеленгатор с широкой полосой одновременного обзора на трехэлементной антенной решетке // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2008. Вып. 2. С. 52-57.
4. Чемаров А. О. Устойчивая оценка уровня шума для систем радиомониторинга // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2008. № 1. С. 35-39.
5. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Советское радио, 1971. 672 с.
6. Математические методы статистики / Г. Крамер; Под ред. А. Н. Колмогорова. М.: Мир, 1975. 648 с.
7. World-wide amateur radio communications [Электронный ресурс]: база данных содержит расписание выхода в эфир вещательных станций коротковолнового диапазона. — Режим доступа: <http://hfradio.org/swbc/>, свободный. — Загл. с экрана. — Яз. англ.

Уважаемые коллеги!

Предлагаем вам принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы).

В 2009 году планируется выпуск 4-х номеров журнала (тираж до 1000 экз.). Журнал распространяется по подписке через агентство «Роспечать» в России, СНГ и странах Балтии (индекс 82185), а также на отраслевых всероссийских и международных Выставках.

Размещение рекламы Вашей фирмы на страницах журнала «Цифровая обработка сигналов» на плановой основе (не менее 2-х полных или 4-х половинчатых рекламных полос в течение года) предоставит Вам следующие возможности и права:

1. Первоочередное право расположения рекламных материалов на всех обложках (кроме 1-й) и страницах журнала.
2. Публикация представленных Вами рабочих (рекламных) материалов (статей) объемом до 6 полос в каждом очередном номере (в счет оплаченной рекламы).
3. Установка баннера Вашего сайта (или логотипа вашей организации) на 1-й странице сайта журнала «Цифровая обработка сигналов» (www.dsra.ru) в течение всего года, что привлечет внимание к продукции (услугам) Вашей фирмы новых участников на рынке DSP-технологий (ежедневно фиксируется до 100 и более посещений сайта www.dsra.ru).
4. Предоставление до 10 экз. очередного выпуска журнала.

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

4-я (внешняя) страница цветной обложки - 20 тысяч рублей.

2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки - 15 тысяч рублей.

1/2 цветной внутренней полосы - 7 тысяч рублей.

1/2 черно-белой внутренней полосы - 1 тысяча рублей.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора
д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович

Предложения прошу направлять по адресу:
E-mail: tor@rgta.ryazan.ru или info@dsra.ru

ФОРМИРОВАНИЕ ТРЕХМЕРНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ПО ДАННЫМ БОРТОВОЙ РЛС МАЛОВЫСОТНОГО ПОЛЕТА

Клочко В.К., Мойбенко В.И.

Введение

Проблема формирования трехмерного радиолокационного изображения (РЛИ) поверхности и объектов на поверхности на базе моноимпульсной бортовой РЛС миллиметрового диапазона возникает при маловысотных полетах летательных аппаратов. Общие подходы к ее решению в режиме синтезирования апертуры на основе узкополосной доплеровской фильтрации рассматривались в литературе [1, 2] и сводились к расчету координат трехмерных пространственно-протяженных доплеровских элементов разрешения (ДЭР), рассекающих диаграмму направленности антенны (ДНА) на более мелкие части. К частным случаям общего подхода можно отнести алгоритмы измерения высоты объектов на поверхности при обходе препятствий по линии полета. Недостатком подхода [1, 2] является ограниченная разрешающая способность по угловым координатам, зависящая от того, как вектор скорости носителя РЛС расположен относительно направляющего вектора антенны. Вместе с тем известны моноимпульсные методы измерения угловых координат точечных объектов, находящихся в пределах ДНА, например, [3]. Целесообразно использовать эти методы для измерения угловых координат элементов поверхности, находящихся в пределах ДЭР. Такой подход эквивалентен рассечению ДЭР на более мелкие части и приводит к повышению разрешающей способности РЛС по угловым координатам.

Цель работы – разработка метода формирования трехмерного РЛИ с повышенным разрешением по угловым координатам в режиме маловысотного полета при совместном использовании методов узкополосной доплеровской фильтрации и моноимпульсного измерения угловых координат.

Уравнение линии доплеровского элемента разрешения

В основе предлагаемого метода лежит уравнение линии ДЭР [1], которое получается следующим образом. Известно, что доплеровской частоте f можно поставить в соответствие угол α отклонения луча отраженного сигнала от вектора $\vec{v}$ путевой скорости движения носителя РЛС, причем частота f связана с углом α зависимостью [4]:

$$f = \frac{2v}{\lambda} \cos \alpha, \quad (1)$$

где v – путевая скорость; λ – длина волны РЛС.

Коническая поверхность постоянного угла α (частоты f), имеющая общий центр со сферической поверхностью

Предложен метод формирования трехмерного изображения поверхности с повышенным разрешением по угловым координатам в режиме маловысотного полета при совместном использовании методов формирования пространственно-протяженных доплеровских элементов разрешения и моноимпульсного измерения угловых координат.

ДНА, пересекает поверхность ДНА по линии окружности (линии ДЭР). Центр данной окружности лежит на оси прямого кругового конуса постоянного значения угла α . По этой же оси направлен вектор $\vec{v}$ путевой скорости. В самолетной системе координат положительная полуось ОХ совмещается с вектором скорости $\vec{v}$. Тогда линия окружности (линия ДЭР) без искажения проецируется по плоскость YOZ. Уравнение окружности с центром в начале координат и радиусом r в плоскости YOZ:

$$y^2 + z^2 = r^2. \quad (2)$$

Связь прямоугольных y, z и сферических R, φ, θ координат произвольной точки, лежащей на окружности, устанавливается обычным образом:

$$y = R \sin \varphi \cos \theta, \quad z = R \sin \theta, \quad r = R \sin \alpha, \quad (3)$$

где θ отсчитывается от горизонтальной плоскости XOY.

После подстановки (3) в (2) получается уравнение линии ДЭР:

$$\begin{aligned} \sin^2 \varphi \cos^2 \theta + \sin^2 \theta &= \sin^2 \alpha \Leftrightarrow \\ (1 - \cos^2 \varphi) \cos^2 \theta + \sin^2 \theta &= \sin^2 \alpha \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \cos^2 \varphi \cos^2 \theta &= \cos^2 \alpha \Rightarrow \\ \cos \varphi \cos \theta &= \cos \alpha, \end{aligned} \quad (4)$$

где φ, θ и α – острые углы.

Уравнение (4) линии ДЭР связывает угловые координаты азимута φ и угла места θ точки в пространстве, принадлежащей линии ДЭР, с косинусом угла α , зависящим от доплеровской частоты f в соответствии с (1). В дальнейшем (4) используется при формировании трехмерного РЛИ.

Метод формирования трехмерного РЛИ

Метод излагается в виде следующего алгоритма.

1. При данном положении ДНА отраженный сигнал $\dot{S}(t)$ селектируется в i -х элементах разрешения по дальности: $\dot{S}_i(t), i = \overline{1, m}$.

2. В каждом i -м элементе дальности сигнал $\dot{S}_i(t)$ селектируется по доплеровской частоте f_j в j -х узкополосных фильтрах: $\dot{S}_{ij}(t), j = \overline{1, n}$.

3. Последовательность j -х элементов разрешения по частоте ставится в соответствие последовательности j -х

элементов разрешения по углу α_j и на основе (1) вычисляется косинус этого угла $\cos \alpha_j$.

4. Измеряется амплитуда $A(i, j)$ сигнала $S_{ij}(t)$, выделенного в i -м элементе дальности и j -м фильтре доплеровских частот.

5. Если $A(i, j)$ превышает порог обнаружения (соответствует отражению от элемента поверхности), то на основе сигнала $S_{ij}(t)$ моноимпульсным методом измеряется угловая координата (азимут φ или угол места θ в самолетной системе координат) каждого точечного отражателя, находящегося в i, j -м ДЭР, а вторая координата для известного косинуса угла α_j вычисляется на основе уравнения (4) линии ДЭР по формуле

$$\theta = \arccos(\cos \alpha_j / \cos \varphi) \text{ или} \\ \varphi = \arccos(\cos \alpha_j / \cos \theta), \quad (5) \\ \theta \in [0, 90^\circ], \alpha \in [0^\circ, 90^\circ], \varphi \in (-90^\circ, 90^\circ),$$

где φ отсчитывается от направления движения носителя, θ – от горизонтальной плоскости движения носителя в самолетной системе координат, причем первая формула в (5) выбирается в том случае, если взятый по модулю угловой коэффициент касательной k_θ , проведенной к линии ДЭР, меньше 1: $|k_\theta| < 1$. В противном случае выбирается вторая формула.

6. Угловой коэффициент k_θ вычисляется заранее взятием производной от θ по φ :

$$k_\theta = - \frac{\cos \alpha_j \tan \varphi}{\sqrt{\cos^2 \varphi - \cos^2 \alpha_j}}, \quad (6)$$

причем его можно рассчитать только для угловых координат α, φ центра ДНА, так как в пределах узкой ДНА (например, $1^\circ \times 1,5^\circ$) линии ДЭР наклонены примерно под одним и тем же углом, и k_θ слабо зависит от α и φ .

7. Измеренное значение азимута φ округляется до ближайшего j_1 -го элемента дискретизации азимута, амплитуда $A(i, j)$ запоминается в матрице $A_1(i, j_1)$ в целочисленных координатах дальности и азимута, а значение угла места θ – в матрице $\Theta(i, j_1)$. Незаполненным элементам дискретизации присваивается нулевое значение амплитуды. Если изображение формируется в координатах дальность – доплеровская частота, то элементами дискретизации являются элементы разрешения: $i = i_1, j = j_1$.

8. Операции п.п. 1 – 7 повторяются для всех положений ДНА. В результате формируется трехмерное изображение поверхности в зоне обзора РЛС в виде двумерных матриц A_1 и Θ . Учет времени t осуществляется в соответствии с методикой пространственно-временной обработки РЛИ [2] как в процессе сканирования луча РЛС, так и в последовательности периодов обзора.

9. Для удобства индикации матрицы A_1 и Θ пересчитываются в матрицу амплитуд $A_1(i_1, j_1)$ и матрицу третьей координаты (высоты) $Z(i_1, j_1)$ в элементах дискретизации прямоугольной сетки координат. Так как возможна многозначность измерения θ или z (для высотных объектов), то в элементах дискретизации

запоминается наибольшее значение θ или z . Для создания эффекта непрерывности изображения одна и та же амплитуда может присваиваться нескольким i_1, j_1 -м элементам дискретизации в малой окрестности. В области пересечения окрестностей амплитуды усредняются.

Порог обнаружения в п. 5 алгоритма выбирается в соответствии с методами обнаружения отраженного сигнала на фоне помех [5]. В силу статистического характера отражений на амплитудном изображении поверхности появляются спекл-шумы [6], эффективным способом подавления которых на практике является некогерентное накопление (усреднение).

Оценка повышения разрешающей способности по угловым координатам

Использование доплеровской селекции по частоте (без моноимпульсного метода измерения угловых координат) позволяет добиться повышения разрешающей способности в n_1 раз (n_1 – десятки). Для круговой ДНА с шириной на уровне 0,5 мощности $\Delta\varphi_{0,5} = \Delta\theta_{0,5}$ максимальная (когда линия ДЭР проходит через центр сечения ДНА) абсолютная погрешность $\Delta_{1\varphi}$ измерения азимута φ с учетом углового коэффициента (6) при $k_\theta < n_1$ составляет:

$$\Delta_{1\varphi} = \Delta\varphi_{0,5} / \sqrt{1 + k_\theta^2},$$

а при $k_\theta \geq n_1$: $\Delta_{1\varphi} = \Delta\varphi_{0,5} / n_1$. При этом разрешающая способность по азимуту повышается в $\Delta\varphi_{0,5} / \Delta_{1\varphi}$ раз: от $\sqrt{1 + k_\theta^2}$ до n_1 раз. Разрешающая способность по углу места подчинена обратной зависимости.

Применение моноимпульсного метода позволяет измерять угловые координаты одиночных точечных отражателей в зоне видимости РЛС с абсолютной погрешностью $\Delta_{2\varphi} = \Delta\varphi_{0,5} / n_2$ ($n_2 = 5 - 10$ [3]). В результате доплеровской фильтрации зона видимости уменьшается до размеров ДЭР, в составе которого находится один и реже два точечных элемента поверхности. Применение моноимпульсного метода совместно с доплеровской фильтрацией (без которой невозможно измерить угловые координаты множества элементов поверхности) приводит к повышению разрешающей способности максимально в n_2 раз. При этом должны выполняться неравенства:

$$n_2 > \sqrt{1 + k_\theta^2} \text{ при } k_\theta < n_1 \text{ и } n_2 > n_1 \text{ при } k_\theta \geq n_1.$$

Так как предельная абсолютная погрешность Δ_θ измерения угла места θ связана с абсолютной погрешностью Δ_φ измерения азимута φ линейной зависимостью $\Delta_\theta = |k_\theta| \cdot \Delta_\varphi$, то при $|k_\theta| < 1$ появляется эффект повышения точности определения угла места по формуле (5) по сравнению с точностью измерения азимута. Например, при $|k_\theta| = 0,3 - 0,5$, что соответствует наклону линии ДЭР в радиальном сечении ДНА примерно в $20^\circ - 30^\circ$ при выборе соответствующих значений α и φ , точность измерения угла места будет в 2 – 3 раза выше точности измерения азимута.

Реализация данного режима не потребует дополнительной аппаратуры, поскольку моноимпульсный способ измерения углов используется как в многофункциональных РЛС, так и в РЛС маловысотного полета. Загрузка вычислителя проводилась при реализации наиболее сложной составной части предлагаемого метода – алгоритма синтеза апертуры. При этом выполнялось аналого-цифровое преобразование сигнала и его обработка на модуле ADP101 с процессором ADSP-TS-101S, поставляемом ЗАО «Инструментальной системы». Уровень загрузки по памяти и быстродействию не превысил 50- 60%.

Заключение

Предложенный метод формирования трехмерного изображения поверхности и объектов на поверхности дает возможность наблюдать изображение поверхности и высотных объектов на поверхности с дополнительной информацией о высоте, что повышает безопасность маловысотных полетов и вероятность распознавания объектов на поверхности в условиях отсутствия оптической видимости.

1. Ключко В.К. Методика определения координат доплеровских элементов разрешения при получении трехмерных изображений поверхности // Автометрия. 2002. № 6. С. 12 – 20.
2. Ключко В.К. Пространственно-временная обработка информации при получении трехмерных изображений поверхности // Радиотехника. 2004. № 6. С. 3 – 11.
3. Жибуртович Н.Ю., Абраменков В.В., Савинов Ю.И., Климов С.А., Чижов А.А. Определение радиолокационной системой с моноимпульсным пеленгатором угловых координат отдельных целей из состава группы // Радиотехника. 2005, № 6. С. 38 – 41.
4. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для вузов / Под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: "Радиотехника", 2005. 368 с.
5. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1983. 536 с.
6. Белокуров А.А. Методы сглаживания спекл-шума на радиолокационных изображениях земной поверхности // Зарубежная радиоэлектроника. 2002. № 6. С. 26 – 35.

НОВОСТИ

от ЗАО «Инструментальные системы»

<http://www.insys.ru>

Субмодуль цифрового ввода-вывода ADMFOTR4G

Субмодуль ADMFOTR4G двухканального высокоскоростного последовательного приемопередатчика построен на основе технологии ADM и устанавливается на базовые платы с интерфейсом ADM. Субмодуль предназначен для организации синхронного ввода/вывода потоков цифровых данных совместно с беспроцессорными базовыми модулями и модулями процессоров ЦОС производства ЗАО "Инструментальные Системы".

Внешний вид субмодуля:



Основные характеристики:

- Разъем и кабель 4X InfiniBand
- дуплексный канал ввода-вывода 4X
- Одновременный ввод потока 12 Гбит/сек и вывод потока 12 Гбит/сек
- Разъем RJ45
- Микросхема физического уровня DP83865
- Ethernet 10Base-T, 100Base-TX, 1000Base-T
- ПЛИС XC4VFX20
- Протокол интерфейса обеспечивает процессор PowerPC ПЛИС
- Контроллер интерфейса реализован в ПЛИС
- Физический уровень интерфейса линии RocketIO ПЛИС
- Опорный генератор 156,25/125 МГц

УДК 681.2.08:004.31

ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

Бурдинский И.Н.

Введение

Аппаратные и программные средства, используемые для определения расстояния в морской среде, играют важную роль для надежного функционирования автономных подводных аппаратов и устройств различного назначения. Данные средства являются главной составляющей *гидроакустических навигационных систем*. Экспедиция на Северный полюс «Арктика-2007» еще раз показала, что одной из самых серьезных проблем, которая требует разрешения в процессе создания и эксплуатации автономных подводных аппаратов, является проблема их навигационного обеспечения. Основные принципы построения и функционирования современных гидроакустических навигационных систем описаны в монографиях [1, 2]. На практике в основном используются навигационные системы, в которых излучатели и приемники, расположенные на обеспечивающем судне и на подводном аппарате, синхронизируются перед поружением аппарата. При этом определение положения объекта навигации можно свести к задаче точного *определения момента прихода навигационного/управляющего сигнала*. Основная сложность данной задачи заключается в переменных физических характеристиках канала связи, а именно в неоднородности водной среды по отношению к скорости распространения звука, и многократном отражении сигнала от водной поверхности и дна моря. В соответствии с доступными источниками и рекламными проспектами отечественных и зарубежных фирм потенциальная точность современных гидроакустических навигационных систем дальномерного типа оценивается величиной относительной погрешности измерения расстояния и составляет 1,5 – 2 %. Дальность действия данных систем не превышает 10 – 15 км.

В качестве передаваемых кодов в современных информационных системах подводных роботов все чаще используются коды Баркера и М-последовательности [3]. Символы различного вида в данных последовательностях встречаются примерно одинаковое число раз, т.е. все они имеют равновероятное распределение. Вследствие этого М-последовательности называют псевдослучайными или шумоподобными кодами. Если обозначить через C_S длину М-последовательности, равная вероятности распределения символов в последовательности выражается в том, что высота боковых пиков апериодической автокорреляционной функции пропорциональна $1/\sqrt{C_S}$ [4]. Соответственно, с увеличением длины передаваемой последовательности величина боковых пиков уменьшается. Данная особенность позволяет обеспечить высокую надежность детектируемо-

Представлен измерительный комплекс, разработанный на базе технологии FPGA, позволяющий в реальном масштабе времени с высокой точностью регистрировать навигационные и управляющие гидроакустические шумоподобные сигналы. Представлены результаты натурных испытаний макета разработанного комплекса в условиях мелкого моря.

сти передаваемого сигнала даже при наличии мощных помех.

С использованием шумоподобных сигналов в работах [5 – 7] были проведены исследования характеристик и свойств придонной гидроакустической волны. Полученные результаты позволяют выдвинуть предположение о возможности увеличения радиуса действия навигационных систем до сотен километров при сохранении погрешности измерения в несколько процентов.

Целью данной работы ставилось разработка средств многоканальной цифровой обработки шумоподобных сигналов, которые в дальнейшем предполагается использовать для создания высокоточных систем навигации и управления подводными роботами с увеличенным радиусом действия.

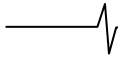
Численное моделирование

Основным методом для обнаружения момента прихода сигнала является вычисление корреляционной функции принимаемого сигнала с *маской* (последовательность дискретных отсчетов передаваемого сигнала):

$$R_k = \sum_{i=0}^{N-1} u_{k+i} \cdot m_i, \quad (1)$$

где u_k – последовательность входных отсчетов; m_i – сформированный массив дискретных отсчетов маски; N – размер обрабатываемого окна. В данной работе использовались два вида маски: *математическая маска*, в качестве m использовался массив отсчетов идеального сигнала; *реальная маска*, в качестве m использовался массив отсчетов, полученный при приеме сигнала в лабораторных условиях. Временной интервал между фиксированным моментом синхронизации и максимальным значением корреляционной функции $R_{\max}$ на некотором рассматриваемом интервале определяет время распространения передаваемого сигнала между пунктами излучения и приема.

В качестве передаваемых сигналов в данной работе использовались фазоманипулированные М-последовательности. Фазоманипулированная М-последовательность является двоичным кодом, биты которого при отправке кодируются фазой синусоидального сигнала. Для детектирования сигнала, представляющего собой двоич-



ный код, может быть применена *посимвольная корреляционная функция*. Для этого необходимо сначала выделить биты (*символы*), составляющие кодовую посылку, а затем произвести бинарную корреляцию, которая определена как

$$\langle R \rangle_k = \sum_{j=0}^{C_S-1} M_j \oplus s_j, \quad (2)$$

где M_j – символ двоичной кодовой последовательности; s_j – j -ое двоичное значение исследуемого сигнала ($s_j = 0$, если

$$\sum_{i=0}^{N_S-1} m_i \cdot u_{k+i+j \cdot N_S} < 0, \text{ и } s_j = 1, \text{ иначе);}$$

u_k – последовательность входных отсчетов; m_j – массив отсчетов маски, соответствующий одному символу; C_S – количество символов в посылке; N_S – длина одного символа в дискретных отсчетах; $\oplus$ – операция логического исключающего ИЛИ; $\bar{a}$ – операция логического инвертирования двоичной строки a .

Для оценки ожидаемой погрешности и достоверности определения момента прихода сигнала при различных параметрах модуляции М-последовательности и различных соотношениях сигнал/шум (SNR) была разработана программа в среде MATLAB v.7.4, моделирующая прием/передачу шумоподобных сигналов [8]. Входными параметрами программы являются: длина М-последовательности C_S , несущая частота сигнала f_s , частота дискретизации f_d , длительность символа N_S , отношение сигнал/шум SNR, величина сдвига обрабатываемого окна ΔS , т.е. число отсчетов на которое необходимо сдвинуть окно для вычисления очередного корреляционного значения.

Для выбранной М-последовательности алгоритм работы программы включает в себя следующие шаги:

- формирование фазы моделируемого сигнала по случайному закону с равномерным распределением;
- трансформация двоичного кода в последовательность дискретных отсчетов для заданных входных параметров;
- наложение шума заданной величины (определяемой SNR);
- расчет корреляционной функции по формулам (1), (2) и нахождение корреляционного максимума;
- определение ошибки детектирования ΔN (измеряется в количестве дискретных отсчетов) между известным началом сигнала и найденным корреляционным максимумом;
- повторение эксперимента.

По окончании программа выбирает максимальную из возникших ошибок детектирования при заданных входных параметрах. В качестве критерия оценки точности детектирования была введена безразмерная величина ε , которая определялась следующим образом:

$$\varepsilon := \begin{cases} \frac{N_S - \Delta N}{N_S}, & \text{если } \Delta N < N_S; \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases}$$

Таким образом, если максимальная ошибка определения момента прихода сигнала не превышает по длительности один период частоты дискретизации $1/f_d$, тогда $\varepsilon = 1$; если ошибка превышает длительность одного символа М-последовательности, то $\varepsilon = 0$.

В данной работе в качестве критерия достоверности приема сигнала на рассматриваемом временном интервале использовалась величина $r = \max_k(R_k)/R_{\max}$, где $R_{\max}$ – теоретическое максимальное значение корреляционной функции. Достоверное определение момента прихода сигнала выполняется в том случае, если рассчитанная величина r превышает некий заданный порог детектирования $r_{\min}$. В практических приложениях выбор корректного значения $r_{\min}$ сопряжен с рядом трудностей, т.к. зависит от величины $R_{\max}$, которая в свою очередь напрямую зависит от параметров модуляции используемой М-последовательности и характеристик гидроакустического канала. Если при определении значения $R_{\max}$ для обычной корреляционной функции (1) требуется применение специальных методик [9], то для посимвольной корреляционной функции (2) значение $R_{\max}$ всегда равно C_S .

Расчетные зависимости точности детектирования ε и величины r от уровня SNR для обычной и посимвольной корреляционных функций при входных параметрах $C_S = 127$, $f_s = 12$ кГц, $f_d = 48$ кГц, $N_S = 32$ и $\Delta S = 1$ приведены на рис. 1 и 2 соответственно.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о перспективности использования посимвольной корреляционной функции в реальных приложениях для определения порога $r_{\min}$, используемого в качестве критерия надежного детектирования приходящего сигнала.

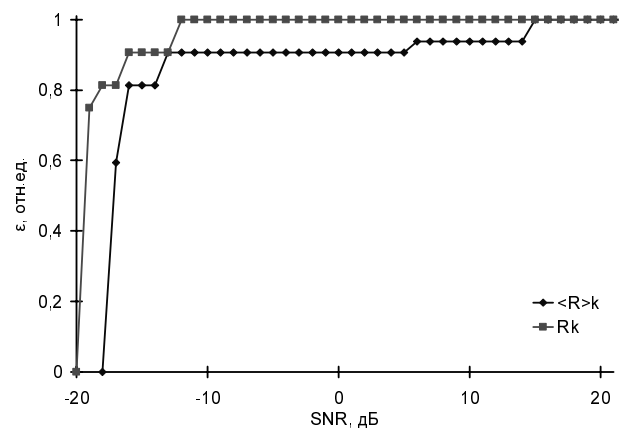


Рис. 1. Зависимость точности детектирования ε от уровня SNR для обычной и посимвольной корреляционных функций

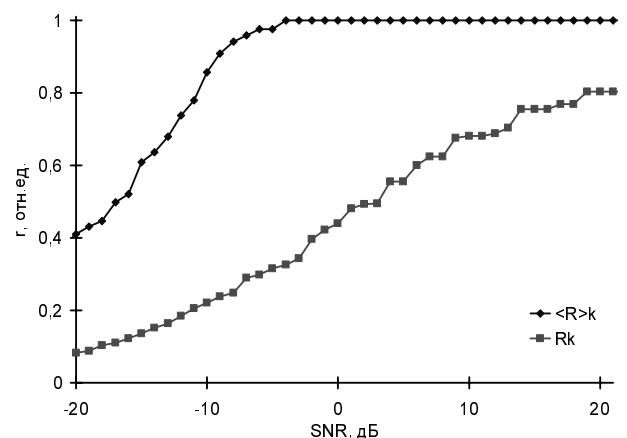


Рис. 2. Зависимость относительного значения корреляционной функции r от уровня SNR для обычной и посимвольной корреляционных функций

Дополнительно было произведено сравнение точности детектирования при различной величине сдвига обрабатываемого окна ΔS (рис. 3). Приведенные результаты позволяют констатировать, что при увеличении величины сдвига обрабатываемого окна при низком соотношении сигнал/шум точность детектирования резко падает. Соответственно, для обеспечения высокой точности определения момента прихода шумоподобного сигнала необходимо рассчитывать корреляционную функцию на *каждом* дискретном отсчете входного сигнала.

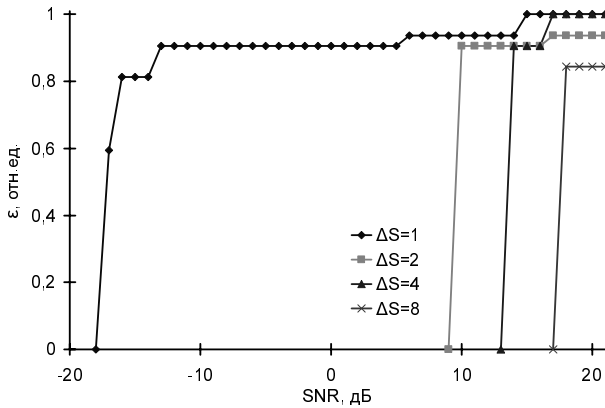


Рис. 3. Зависимость точности детектирования ε для корреляционной функций R_k при различной величине сдвига ΔS обрабатываемого окна

Реализация корреляционного метода

В соответствии с теорией [10], вычисление корреляционной функции (1) в частотной области сводится к поэлементному умножению Фурье образов последовательности u_k и маски m_k . Общее число операций, требуемых для нахождения корреляционного максимума, $O(K \log_2 K)$, где K определяет временной интервал на котором производится поиск корреляционного максимума ($K \gg N$). Реализация корреляционного метода в частотной области при построении системы, работающей в реальном масштабе времени, имеет ряд недостатков. Во-первых, для

вычисления корреляционной функции необходимо хранить все дискретные отсчеты принятого сигнала, что потребует организовать большие блоки памяти при аппаратной реализации метода. Во-вторых, нахождение корреляционного максимума нужно выполнять только после того, как вся входная последовательность принята, т.е. расчет корреляционного максимума в частотной области во время приема невозможен из-за отсутствия всех данных.

Вычисление корреляционной функции во *временной области* решает упомянутые выше проблемы, однако при этом для нахождения корреляционного максимума потребуется $O(KN)$ операций. Для определения момента прихода сигнала с точностью до одного отсчета необходимо вычислять значения корреляционной функции R_k за время T_p , которое должно удовлетворять условию $T_p < 1/f_d$. Следует отметить, что время обработки T_p непосредственно зависит от размера обрабатываемого окна N . Кроме этого, для многоканальной системы (использующей различные М-последовательности и/или несколько несущих частот) время T_p необходимо уменьшить пропорционально количеству каналов. Учитывая трудоемкость одной операции корреляции во временной области, а также высокую частоту дискретизации, была разработана функциональная схема (рис. 4), которая позволит реализовать устройство для вычисления корреляционной функции и нахождения корреляционного максимума в режиме реального времени с точностью до одного дискретного отсчета для широкого диапазона параметров f_d и N .

Основным элементом схемы является n -параллельный четырехступенчатый конвейер, позволяющий за время T_p вычислить n значений корреляционной функции, т.е. на выходе схемы выдаются значения R_{k+j} , где $j \in [i, i+n-1]$. Особенность данной функциональной схемы заключается в наличии двух тактовых частот: дискретные отсчеты u_k загружаются во входной регистр D (организованный как FIFO очередь) с частотой f_d , остальные функциональные блоки тактируются системной частотой f_F (причем $f_F \gg f_d$).

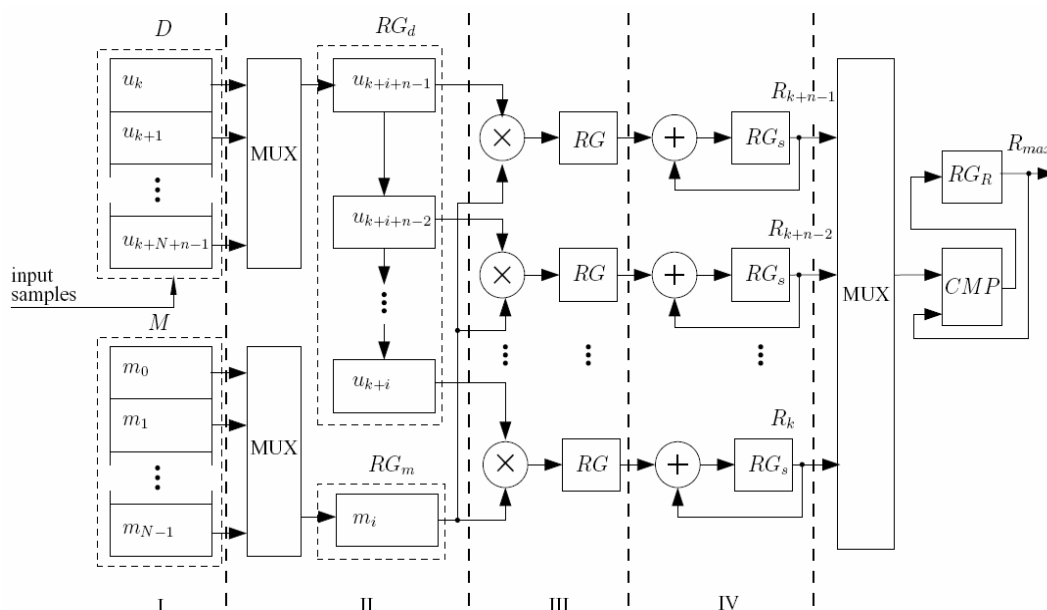
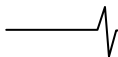


Рис. 4. Функциональная схема



Функциональная схема работает следующим образом. После заполнения регистра D дискретными отсчетами $(N+n)$ первые n входных отсчетов заполняют регистр сдвига RG_d , а значение m_i заносится в регистр RG_m . Далее, на каждом такте системной частоты производится выполнение операции умножения текущего отсчета из регистра RG_d со значением маски m_i параллельно на всех n уровнях конвейера. На следующем такте промежуточное значение результата корреляции заносится в регистр RG_S , мультиплексор выбирает следующий отсчет из D , сдвигая значения в RG_d , и загружается следующий отсчет маски m_{i+1} . Через $(N+n)$ тактов системной частоты n вычисленных значений корреляционной функции с выходов регистров RG_S через мультиплексор последовательно поступают на вход компаратора CMP . В регистре RG_R фиксируется текущее максимальное значение R_{max} . В дополнительном регистре также фиксируется номер отсчета, соответствующего текущему R_{max} . После вычисления n первых значений корреляционной функции регистры RG_S и RG_d очищаются, и начинается новый цикл обработки сдвинутого окна.

Для вычисления посимвольной корреляционной функции (2) в предложенную функциональную схему необходимо внести лишь незначительные изменения. Блок сравнения расширится схемой для перевода последовательности отсчетов в битовую последовательность, схемой для вычисления логического исключающего ИЛИ и инвертором.

Большинство современных аппаратных реализаций алгоритмов цифровой обработки сигналов исполняются на цифровых сигнальных процессорах (DSP), либо на программируемых логических интегральных схемах (PLD). Среди основных достоинств DSP при разработке систем цифровой обработки сигналов можно отметить такие как: высокое быстродействие при реализации операций над данными с фиксированной и плавающей точкой, наличие развитой периферии, относительная невысокая стоимость. Вместе с тем, DSP обладают рядом недостатков. Во-первых, при реализации параллельных методов обработки данных приходится увеличивать число процессоров и обеспечивать их работу в мультипроцессорном режиме. Во-вторых, DSP требуют внешних элементов памяти для хранения программного кода и обрабатываемых данных. В-третьих, системы на базе DSP потребляют высокую мощность, что является критичным параметром при разработке различных автономных систем.

Альтернативой DSP при разработке систем цифровой обработки сигналов являются PLD, среди которых наибольшее распространение получили перепрограммируемые матрицы, выполненные по технологии FPGA (*Field Programmable Gate Arrays*). Можно выделить два основных достоинства использования FPGA матриц при реализации цифровых систем обработки гидроакустических сигналов для автономного подводного аппарата:

- 1) относительно невысокое энергопотребление;
- 2) возможность реализовать всю систему (включая фильтрацию, расчет корреляционной функции, генерацию управляющих сигналов и пр.) на одном кристалле, что позволяет улучшить массогабаритные показатели.

В данной работе функциональная схема, приведенная выше, была реализована на FPGA матрице Virtex-4 XC4VLX25 фирмы Xilinx [11]. Достоинством данной матрицы является наличие специализированных блоков конвейерного умножения и сложения (XtremeDSP), а также двухпортовых

блоков быстрой памяти (каждый размером 18 Кбит), позволяющих выполнять две операции чтение-запись одновременно.

Разработка схемотехнического дизайна цифровой системы обработки гидроакустических сигналов производилась в среде проектирования Xilinx ISE v8.2. В качестве экспериментальной платы использовался отладочный стенд ML401 фирмы Xilinx [12].

При реализации блока определения корреляционного максимума для одной несущей частоты ($f_s = 12$ кГц, $f_d = 48$ кГц, $f_F = 100$ МГц, $N = 4064$ и $n = 2$) затраты ресурсов матрицы XC4VLX25 составили менее 10 %. Как следствие, на данной матрице возможно реализовать до 10 блоков, каждый из которых может быть настроен на свою несущую частоту и/или M-последовательность, что позволит одновременно адресовать несколько объектов навигации и управления, работающих в общей полосе частот [13].

Описание эксперимента

Натурные испытания разработанного комплекса аппаратно-программных средств цифровой обработки гидроакустических шумоподобных сигналов проводились в бухте Рында залива Петра Великого (г.Владивосток) с борта научно-исследовательского судна «Юрий Молоков».

Пункт излучения гидроакустических сигналов был размещен на борту судна, которое перемещалось по акватории бухты. Состав пункта излучения:

- выносная гидроакустическая антенна с усилителем мощности;
- блок сопряжения, предназначенный для согласования уровня сигналов и питания усилителя передающей антенны;
- цифровой блок формирования навигационно-управляющих сигналов на базе стенда ML401.

Текущее положение передающей антенны, которая была вывешена в воду на глубину 2,5 – 3,0 м, определялось при помощи GPS приемника.

Пункт приема гидроакустических сигналов состоял из:

- приемной антенны гидроакустических сигналов;
- многоканальной системы цифровой обработки гидроакустических сигналов на базе стенда ML401;
- системы сбора информации на базе персонального компьютера с поддержкой интерфейсов USB 2.0 Full Speed и RS-232C.

Пункт приема был установлен на пирсе, антенна была вывешена с пирса в воду на глубину 2,5 – 3,0 м. Координаты приемной антенны определялись с помощью GPS приемника.





Рис. 5. Пункты излучения (вверху) и приема (внизу)

Фотографии оборудования пунктов излучения и приема приведены на рис. 5.

Перед началом испытаний была осуществлена синхронизация блока формирования сигналов и системы цифровой обработки сигналов. После отхода судна от пирса излучающая антенна передавала с периодом 10 с ансамбль сигналов, представляющий собой две фазоманипулированные М-последовательности $M1$ и $M2$ ($C_S = 127$, $f_S = 12$ кГц, $N_S = 32$, $f_d = 48$ кГц). Сначала излучалась последовательность $M1$, а затем, с задержкой 0,5 с, последовательность $M2$.

Принятые в пункте приема сигналы обрабатывались четырехканальной системой цифровой обработки гидроакустических сигналов. В первом канале $K1$ вычислялась корреляционная функция принятых данных с математической маской, соответствующей последовательности $M1$. Во втором канале $K2$ вычислялась корреляционная функция принятых данных с реальной маской, записанной в лабораторных условиях при получении последовательности $M1$ (расстояние между излучающей и приемной антеннами составляло ~ 1 м). В третьем канале $K3$ производилась посимвольная корреляция принятых гидроакустических данных с маской последовательности $M1$, представленной в бинарном виде. Вычисление корреляционной функции принятых данных с математической маской для последовательности $M2$ выполнялось в четвертом канале $K4$.

Во время эксперимента результаты измерений, полученные разработанным комплексом, передавались по интерфейсу RS-232C системе сбора информации в реальном масштабе времени, где они записывались в файл в формате *txt*. Исходный поток гидроакустических данных с приемной антенны по интерфейсу USB также поступал на систему сбора информации и записывался в файл в формате *wav* для последующего анализа достоверности полученных измерений.

На первом этапе обработки экспериментальных данных была оценена инструментальная ошибка определения момента прихода сигнала ΔN . Ошибка, измеренная в отсчетах частоты дискретизации, определялась по разнице между моментами детектирования сигналов в каналах $K1$ и $K4$, т.е. было исключено влияние на оценку точности детектирования таких параметров, как вариации скорости звука, многолучевой структуры распро-

странения гидроакустического сигнала, погрешности GPS и т.д.

На рис. 6 представлены графики зависимости точности детектирования от уровня SNR:

а) — для «идеального» сигнала (результаты моделирования, см. раздел 1);

б) — для реального сигнала, детектированного разработанным комплексом;

с) — для реального сигнала, детектированного разработанной программной моделью цифровой системы обработки широкополосных навигационных сигналов [8].

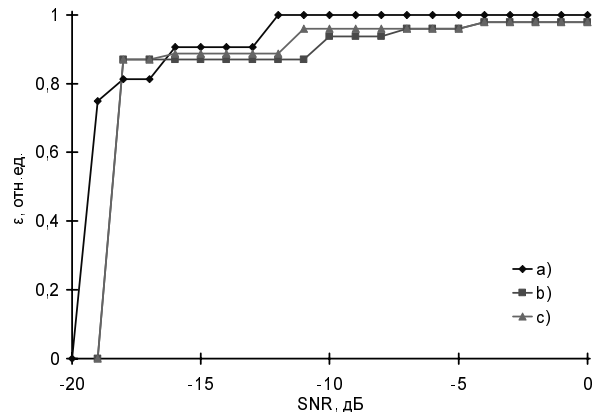


Рис. 6. Зависимости точности детектирования ε от уровня SNR

Представленные на рис. 6 данные позволяют оценить ошибку определения момента прихода сигнала, которая при $f_d = 48$ кГц и $\text{SNR} > -18$ дБ не превышает трех периодов частоты дискретизации — 62,5 мкс, т.е. потенциальная точность определения дистанции представленным комплексом составляет ~ 10 см. Эта ошибка немного выше ожидаемой, что объясняется реальными искажениями сигнала, вносимыми приемно-передающим оборудованием и гидроакустическим каналом.

Следующим этапом, используя данные GPS и результаты измерения моментов времени обнаружения сигналов, была рассчитана средняя (эффективная) скорость распространения гидроакустического сигнала — 1482 м/с. Полученное значение использовалось затем при расчете дистанции между пунктами излучения и приема.

Результаты финальной обработки экспериментальных данных приведены в таблице. В первой строке дана дистанция между пунктами приема и излучения, полученная при помощи GPS приемника, во второй строке — для выбранной дистанции оценка уровня SNR рассчитанного по методике, предложенной в [14]. С третьей по пятую строку даны результаты расчета дистанции, полученные для каналов $K1$ — $K3$ соответственно. Средняя относительная ошибка определения дистанции δl приведена в последней строке таблицы.

Ошибка определения дистанции δl для проведенных экспериментов, как следует из таблицы, составляет $\sim 0,5$ %, что является хорошим показателем для условий мелкого моря [1]. При этом средняя относительная ошибка для третьего канала (посимвольная корреляция) не превышает 0,25 %.

Результаты измерений

GPS, м	145,10	501,92	1112,24	1504,26	1496,87
SNR, дБ	-3,5	-5,0	-17,5	-18,0	-11,2*
K1, м	145,46	502,64	1119,21	1494,28	1487,92
K2, м	145,46	502,75	1120,08	1494,31	1488,15
K3, м	145,45	503,10	1112,22	1496,03	1494,97
δI , %	0,25	0,19	0,45	0,63	0,44

*Примечание: мощность излучения была увеличена на 12 дБ.

Заключение

В данной работе представлена аппаратная реализация корреляционного метода, используемого для точной регистрации момента прихода гидроакустических шумоподобных сигналов в реальном масштабе времени. С помощью численного моделирования был проведен анализ, позволяющий оценить погрешность и достоверность определения момента прихода шумоподобного сигнала при различных параметрах модуляции и соотношениях сигнал/шум. Высокая производительность цифровой обработки сигналов обеспечивается функциональной схемой, в основе которой лежит n -параллельный четырехступенчатый конвейер. Представлена реализация функциональной схемы на FPGA матрице фирмы Xilinx. Приведено описание экспериментов с использованием разработанного макета цифровой системы обработки шумоподобных гидроакустических сигналов на базе отладочного стенда ML401 фирмы Xilinx в реальных условиях.

Полученные данные позволяют судить о перспективности реализованного метода на FPGA матрице для создания высокоточных систем детектирования гидроакустических сигналов с увеличенным радиусом действия. Представленные разработки предполагается использовать в многоканальных системах телеметрии и навигации автономных подводных аппаратов, создаваемых Институтом проблем морских технологий ДВО РАН.

Литература

1. Агеев М.Д., Касаткин Б.А., Киселев Л.В., Матвиенко Ю.В. и др. Автономные подводные роботы. Системы и технологии / Под ред. акад. М.Д. Агеева. – М.: Наука, 2005. – 400с.
2. Необитаемые подводные аппараты военного назначения / Под ред. акад. М.Д. Агеева. Владивосток: Дальнаука,

2005. – 164с.

3. Бурдинский И.Н., Матвиенко Ю.В., Миронов А.С., Рылов Р.Н. О применении сложных сигналов в гидроакустических системах навигации и управления подводными роботами // Подводные исследования и робототехника. – 2008. – №1(5). – С.39-46.
4. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
5. Padilla F., de Billy M., Quentin G. Theoretical and experimental studies of surface waves on solid-fluid interfaces when the value of the solid velocity is located between the shear and the longitudinal ones in the solid // J. Acoust. Soc. Am. 1999. V.106 (2). P. 666-673.
6. Spindel R.C., Na J., Dahl P.H., Oh S., Eggen C., Kim Y.G., Akulichev V.A., Morgunov Y.N. Acoustic Tomography for Monitoring the Sea of Japan: A Pilot Experiment // IEEE Journal of Oceanic Engineering. 2003. V. 28. No. 2. P. 297-302.
7. Chin C.-S., Ramp S.R., Miller C.W., Lynch J.F., Duda T.F., Tang T.Y. Acoustic Intensity Fluctuations Induced by South China Sea Internal Tides and Solutions // IEEE Journal of Oceanic Engineering. 2004. V. 29. No. 4. P. 1249-1263.
8. Бурдинский И.Н., Карабанов И.В., Линник М.А., Миронов А.С. Модель цифровой системы обработки широкополосных навигационных сигналов // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2008610396. – Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам, 2008.
9. Girod L., Estrin D. Robust Range Estimation Using Acoustic and Multimodal Sensing // IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS 2001), Maui, Hawaii, October 2001.
10. Nussbaumer Henri J. Fast Fourier Transform and Convolution Algorithms. – Berlin: Springer-Verlag, 1982. – 248p.
11. Virtex-4 Family Overview [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds112.pdf.
12. Virtex-4 ML401 Evaluation Platform. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.xilinx.com/products/devkits/HW-V4-ML401-UNI-G.htm>.
13. Burdinskiy I.N., Mironov A.S., Naumov L.A. System Simulation for Digital APS Signal Processing On the Basis of Programmable Array Logic // Signal Transmission, Processing, Sensor and Monitoring Systems: Proceeding of the Korea-Russia Joint-Workshop 2006. – Korea: Obprint Ltd., 2006. – P. 115-120.
14. Iffachor E., Jervis B. Digital Signal Processing. A Practical Approach. Second Edition. – Prentice Hall, 2002. – 932p.

УДК 621.396

НОВЫЕ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ БЛОЧНЫЕ КОДЫ

Крейнделин В.Б., Варукина Л.А.

В последнее время у производителей оборудования и операторов беспроводного широкополосного доступа усилился интерес к технологии MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) [1], то есть к системам с несколькими антеннами на передающей стороне и несколькими антеннами на приемной стороне. В таких системах сигналы передаются и принимаются через несколько антенн одновременно и в одной полосе частот. Принцип работы системы MIMO иллюстрируется рис 1.

В системах MIMO предполагается пространственно-временное кодирование сигналов на передающей стороне, при котором передаваемые информационные символы разделяются на блоки из L символов и излучаются через M передающих антенн за заданное количество временных интервалов K . Переданные сигналы, после воздействия релеевских замираний и аддитивного белого гауссовского шума в радиоканале, поступают в N приемных трактов. В каждый из N приемных трактов поступает аддитивная смесь из M переданных потоков символов.

Спектральная эффективность каналов связи MIMO напрямую зависит от символьной скорости R применяемых пространственно-временных кодов, то есть от отношения длины блока информационных символов L к количеству требуемых для передачи этого блока временных интервалов K :

$$R = L/K.$$

Чем выше символьная скорость R используемого пространственно-временного кода, тем выше эффективность использования частотных ресурсов беспроводного канала связи.

В стандарте IEEE 802.16e [2] рекомендуются для использования пространственно-временные коды

Предлагаются новые неортогональные пространственно-временные коды с символьной скоростью 2 для систем с 4-мя передающими антеннами, которые по своим характеристикам превосходят аналогичный код, рекомендуемый стандартом IEEE 802.16e для использования в системах WiMax.

двух классов: ортогональные и неортогональные.

При ортогональном кодировании в системах MIMO можно получить значительный энергетический выигрыш по сравнению с традиционными системами с одной антенной на передающей и приемной сторонах за счет разнесения. Примером ортогонального кода является код, определяемый матрицей [2]:

$$\begin{bmatrix} s_1 & -s_2' \\ s_2 & s_1' \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где s_i , $i=1,2$ - комплексный информационный символ. В матрице (1) строки соответствуют передающим антеннам, а столбцы - временным интервалам передачи символов. Символьная скорость этого кода равна 1, так как за $K=2$ временных интервала передаются $L=2$ информационных символа.

При ортогональном пространственно-временном кодировании имеются ограничения на спектральную эффективность беспроводных каналов связи, поскольку символьная скорость ортогональных кодов для сигналов с квадратурно-амплитудной модуляцией (КАМ) не превышает 1 [1]. Повысить пропускную способность каналов связи можно с помощью неортогональных пространственно-временных кодов. Символьная скорость при неортогональном кодировании может достигать величины, соответствующей количеству передающих антенн [1], то есть за K временных интервалов можно передать блок из $K \cdot M$ информационных символов.

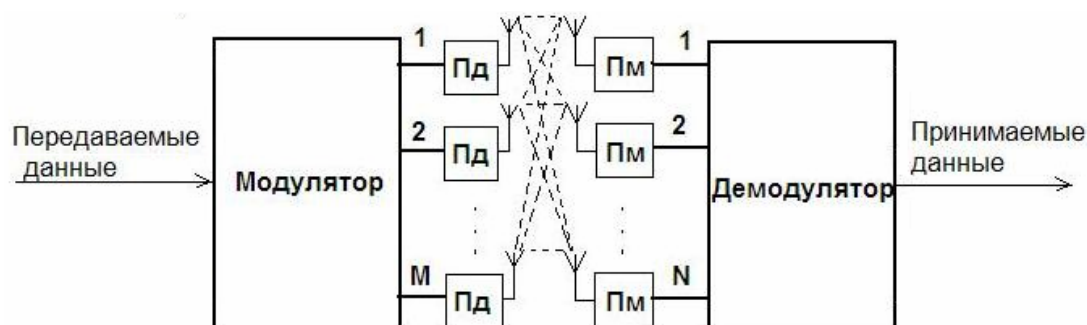
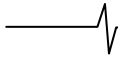


Рис. 1. Структурная схема системы MIMO



В стандарте [2] для систем с двумя передающими антеннами рекомендуются для использования два неортогональных кода, определяемых следующими матрицами:

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$\frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \begin{bmatrix} s_1 + jrs_4 & rs_2 + s_3 \\ s_2 - rs_3 & jrs_1 + s_4 \end{bmatrix}, \text{ где } r = \frac{\sqrt{5}-1}{2}. \quad (3)$$

Символьная скорость указанных кодов совпадает с числом передающих антенн, равным двум, то есть $R = M$.

Для систем с четырьмя передающими антеннами стандартом IEEE 802.16e [2] определены три типа пространственно-временных кодов:

1) Ортогональный код с символьной скоростью $R = 1$:

$$\begin{bmatrix} s_1 & -s_2' & 0 & 0 \\ s_2 & s_1' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_3 & -s_4' \\ 0 & 0 & s_4 & s_3' \end{bmatrix} \quad (4)$$

2) Неортогональный код с символьной скоростью $R = 2$:

$$\begin{bmatrix} s_1 & -s_2' & s_5 & -s_7' \\ s_2 & s_1' & s_6 & -s_8' \\ s_3 & -s_4' & s_7 & s_5' \\ s_4 & s_3' & s_8 & s_6' \end{bmatrix} \quad (5)$$

3) Неортогональный код с символьной скоростью $R = 4$:

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} \quad (6)$$

При возрастании символьной скорости пространственно-временных кодов повышается эффективность использования частотных ресурсов беспроводного канала связи. Однако ценой повышения спектральной эффективности является усложнение процедур обработки сигналов на приемной стороне и снижение энергетической эффективности [1], [5]. В системах с четырьмя антеннами на передающей стороне в качестве компромисса между спектральной эффективностью и сложностью приемника может рассматриваться пространственно-временное кодирование со скоростью $R = 2$.

Целью данной работы является синтез новых неортогональных пространственно-временных кодов с символьной скоростью 2 для систем с четырьмя передающими антеннами, обеспечивающих более высокую помехоустойчивость по сравнению с системами, использующими код (5).

Предлагается формировать новые коды как комбинацию ортогонального кода (1) и неортогонального кодов (3):

1) Составим из матриц (1) и (3) следующую матрицу:

$$A = \begin{bmatrix} c_{1-4} & c_{5-8}' \\ c_{5-8} & -c_{1-4}' \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где

$$c_{1-4} = \frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \begin{bmatrix} s_1 + jrs_4 & rs_2 + s_3 \\ s_2 - rs_3 & jrs_1 + s_4 \end{bmatrix},$$

$$c_{5-8} = \frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \begin{bmatrix} s_5 + jrs_8 & rs_6 + s_7 \\ s_6 - rs_7 & jrs_5 + s_8 \end{bmatrix}.$$

Таким образом, первый предлагаемый пространственно-временной код примет вид:

$$A = \frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \begin{bmatrix} s_1 + jrs_4 & rs_2 + s_3 & -s_5' + jrs_8' & -rs_6' - s_7' \\ s_2 - rs_3 & jrs_1 + s_4 & rs_7' - s_6' & jrs_5' - s_8' \\ s_5 + jrs_8 & rs_6 + s_7 & s_1' - jrs_4' & rs_2' + s_3' \\ s_6 - rs_7 & jrs_5 + s_8 & s_2' + rs_3' & -jrs_1' + s_4' \end{bmatrix}, \quad (8)$$

2) Составим из матриц (3) и (1) следующую матрицу:

$$B = \frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \begin{bmatrix} D_1 + jrD_4 & rD_2 + D_3 \\ D_2 - rD_3 & jrD_1 + D_4 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где

$$D_1 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2' \\ s_2 & -s_1' \end{bmatrix}, \quad D_2 = \begin{bmatrix} s_3 & s_4' \\ s_4 & -s_3' \end{bmatrix},$$

$$D_3 = \begin{bmatrix} s_5 & s_6' \\ s_6 & -s_5' \end{bmatrix}, \quad D_4 = \begin{bmatrix} s_7 & s_8' \\ s_8 & -s_7' \end{bmatrix}.$$

Таким образом, второй пространственно-временной код примет вид:

$$B = \frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \begin{bmatrix} s_1 + jrs_7 & s_2' + jrs_8' & rs_3 + s_5 & rs_4' + s_6' \\ s_2 + jrs_8 & -s_1' - jrs_7' & rs_4 + s_6 & -rs_3' - s_5' \\ s_3 - rs_5 & s_4' - rs_6' & jrs_1 + s_7 & jrs_2' + s_8' \\ s_4 - rs_6 & -s_3' + rs_5' & jrs_2 + s_8 & -jrs_1' - s_7' \end{bmatrix} \quad (10)$$

Для сравнения характеристик предлагаемых кодов (8) и (10) с кодом (5) было проведено статистическое моделирование в среде MATLAB. Моделирование проводилось при использовании демодуляции по методу максимального правдоподобия [3] для сигналов с модуляцией QPSK для системы MIMO с 4 передающими и 2 приемными антеннами (система 4x2).

В результате моделирования были получены зависимости вероятности ошибки на бит (Роб) от отношения сигнал/шум на символ (ОСШ), которые приведены на рисунке 2.

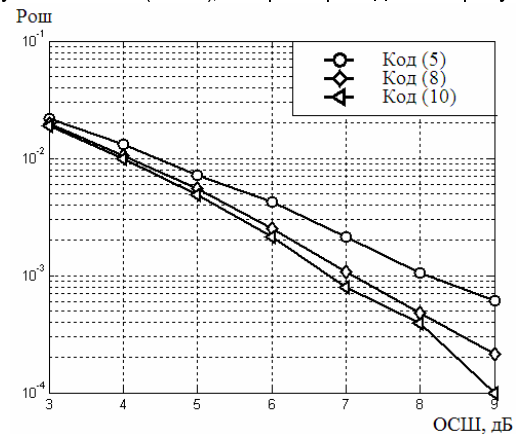


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

Требуемая вероятность ошибки на бит на входе канального декодера приемника системы IEEE 802.16e составляет 10^{-3} [2]. Из графика видно, что для системы 4x2 предлагаемые коды (8) и (10) превосходят по характеристикам код (5) и позволяют получить выигрыш при Рош=10⁻³ 0,9 и 1,2 дБ, соответственно. Причем лучшими характеристиками обладает код (8). Таким образом, применение новых кодов позволит улучшить помехоустойчивость систем с пространственно-временным кодированием без снижения их спектральной эффективности.

Следует отметить, что улучшение энергетического баланса радиоканала позволяет увеличить дальность связи, соответственно, увеличить площадь радиопокрытия базовой станции в сотовой сети, что в конечном итоге приведет к сокращению количества базовых станций для обслуживания территории заданной площади.

Потери на распространение радиоволн в городских условиях для сетей подвижной связи, работающих в диапазоне 2 ГГц (корневой диапазон частот для систем подвижной связи IMT-2000 [7]), вычисляются с использованием модели распространения радиоволн COST-Hata [6]:

$$L_p = K_1 + K_2 \cdot \lg(d), \quad (11)$$

где L_p – потери на распространение радиоволн в радиоканале, дБ;

$$K_1 = 46.3 + 33.9 \cdot \lg(f) - 13.82 \cdot \lg(H_b) - a(H_m), \text{ дБ};$$

$$K_2 = 44.9 - 6.55 \cdot \lg(H_b), \text{ дБ};$$

f – частота, МГц;

H_b – высота антенны базовой станции, м;

H_m – высота антенны подвижной станции, м;

d – дальность связи, км;

$$a(H_m) = (1,1 \cdot \lg(f) - 0,7) \cdot H_m - (1,56 \cdot \lg(f) - 0,8), \text{ дБ}.$$

Увеличение дальности связи при снижении потерь на распространение радиоволн на линии связи можно вычислить, преобразовав выражение (11):

$$\Delta d = (10^{\frac{\Delta L_p}{K_2}} - 1) \cdot 100, \quad (12)$$

где:

Δd – увеличение дальности связи, %

ΔL_p – снижение потерь на распространение радиоволн, дБ,

$$K_2 = 35,22 \text{ дБ, при } H_b = 30 \text{ м}.$$

Полагая, что зона радиопокрытия каждого сектора трехсекторной базовой станции представляет собой

шестиугольник с диагональю d , площадь радиопокрытия базовой станции вычисляется по формуле:

$$S = 3 \frac{\sqrt{3}}{8} d^2. \quad (13)$$

Используя формулы (11) – (13), были вычислены приращения дальности связи Δd , приращения площади радиопокрытия трехсекторной ячейки ΔS и сокращения количества базовых станций ΔN_b для обслуживания заданной территории при улучшении энергетического баланса линии связи ΔL_p на 0,9 – 1,2 дБ. Результаты вычислений сведены в таблицу 1.

Таблица 1.

Сокращение количества базовых станций при улучшении энергетического баланса радиоканала

ΔL_p , дБ	Δd , %	ΔS , %	ΔN_b , %
0,9	6,1	12,5	11,1
1	6,8	14,0	12,3
1,1	7,5	15,5	13,4
1,2	8,2	17,0	14,5

Таким образом, применение предлагаемых кодов в сети сотовой связи с использованием технологии MIMO в системе 4x2 позволит увеличить энергетический баланс радиоканала на 0,9 – 1,2 дБ и сократить количество базовых станций для обслуживания заданной территории на 11 – 15 %.

Литература

1. Hamid Jafarkhani. Space-Time Coding: theory and practice. - Cambridge University Press 2005 - 320 с.
2. IEEE P802.16e. Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. February 2005.
3. В.И. Тихонов. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982 – 624 с.
4. Б.Р. Левин. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989 – 656 с.
5. Space-Time Processing for MIMO Communications. Edited by A.B. Gershman and N.D. Sidiropoulos. USA, NJ, John Wiley & Sons, 2005.
6. С.Н. Шабунин, Л.Л. Лесная. Распространение радиоволн в мобильной связи. Методические указания по курсу "Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства в системах мобильной связи". Екатеринбург: УГТУ, 2000 - 38 с.
7. Report ITU-R M.2074. Radio aspects for the terrestrial component of IMT-2000 and systems beyond IMT-2000. 2006.

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ДАННЫХ ПО КАНАЛУ С КОДЕКОМ АДИКМ

Никитин Д.А.

Введение

Несмотря на то, что телефонная сеть общего пользования рассчитана в первую очередь на передачу речевых сигналов, часто телефонные каналы используются и для передачи данных, поэтому иногда к речевым кодекам предъявляется требование прозрачности для неречевых сигналов. Сигнал аппаратуры передачи данных (модемов) и речевой сигнал различаются как по частотным и временным характеристикам, так и по критериям качества передачи. Так, для речевых сигналов основной мерой качества является субъективная оценка, в то время как для сигнала передачи данных такой мерой служит вероятность ошибки при приеме.

Многие речевые кодеки используют особенности формирования сигнала в речевом аппарате человека, а также особенности восприятия звука человеческим слуховым анализатором. Поэтому не все методы кодирования речи обеспечивают более или менее приемлемую передачу модемных сигналов. В наибольшей степени этому требованию отвечают методы временного кодирования (кодирования формы сигнала). Наиболее широко используемыми методами кодирования формы являются импульсно-кодовая модуляция с компрессией динамического диапазона и адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (АДИКМ).

Метод АДИКМ является одним из наиболее эффективных методов временного кодирования речевых сигналов. Как известно, выигрыш в скорости достигается за счет того, что квантованию, кодированию и последующей передаче по каналу связи подвергается разность между истинным и предсказанным значениями входного сигнала - сигнал ошибки предсказания. Так как отсчеты речевого сигнала при частоте дискретизации 8 кГц сильно коррелированы, дисперсия сигнала ошибки предсказания оказывается существенно меньше дисперсии входного сигнала, и для ее кодирования используется меньшее число битов. Отсчеты сигнала передачи данных обладают гораздо более слабой корреляцией, поэтому метод АДИКМ существенно менее эффективен для передачи сигналов модемов.

Начиная с 80-х годов проводились исследования, призванные оценить возможности различных разрабатывавшихся в то время алгоритмов АДИКМ по передаче сигналов данных [1]. К сожалению, многие публикации по данной тематике труднодоступны. Некоторые результаты приведены в документе МСЭ-Т [2], где подчеркивается, что сделанные заключения являются предварительными. Также следует отметить, что значительная часть исследований носит эксперименталь-

Анализируются возможности кодера АДИКМ по передаче сигналов данных с квадратурной амплитудной модуляцией. Приводится структура кодера с оптимальным экстраполятором, алгоритм его работы, результаты компьютерного моделирования, а также расчет вероятности ошибки при приеме символов QAM-сигнала. Делается вывод о возможности передачи различных QAM-сигналов по каналу, оборудованному кодером АДИКМ.

ный характер, а полученные результаты различаются для разных типов исследуемых модемов.

Таким образом, задачу оценки степени «прозрачности» речевых кодеков для неречевых сигналов нельзя считать полностью решенной. В данной статье рассматривается прохождение сигнала передачи данных с квадратурной амплитудной модуляцией по телефонному каналу, оборудованному АДИКМ-кодеком.

Передача данных по каналу с кодеком АДИКМ

Алгоритм адаптивной дифференциальной импульсно-кодовой модуляции стандартизован в рек. МСЭ-Т G.726. В процессе кодирования используется как адаптация процесса предсказания, так и адаптация процесса квантования. Предсказатель представляет собой адаптивный цифровой фильтр рекурсивного типа с шестью коэффициентами прямой связи и двумя коэффициентами обратной связи. Для адаптации коэффициентов применяется упрощенный градиентный алгоритм.

Адаптивный квантователь содержит 31, 15, 7 или 4 разрешенных уровня при работе на скорости 40, 32, 24 и 16 кбит/с соответственно. Адаптация осуществляется в двух режимах:

- быстром – для сигналов, порождающих разностный сигнал с большими флуктуациями (например, речевых);
- медленном – для сигналов, порождающих разностный сигнал с малыми флуктуациями (сигналов модемов, тональных сигналов и т. п.) [3].

Как видно, при разработке рекомендации G.726 учитывалась необходимость передачи помимо речевых сигналов и сигналов модемов.

Наряду с рек. G.726 существуют и другие варианты построения кодеков АДИКМ. В [4] приводится структура предсказателя, построенная с позиций теории оптимального оценивания. Исследование подобной структуры позволяет выявить потенциальные возможности метода АДИКМ для передачи неречевых сигналов. Рассмотрим систему передачи данных (рис. 1).

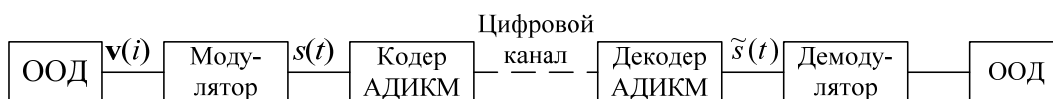


Рис. 1. Схема системы передачи данных

В конечном оборудовании данных (ОД) генерируется последовательность двумерных символов $\mathbf{v}(i) = [v_c(i), v_s(i)]^T$, каждый из которых представляет собой координату точки в двумерном сигнальном пространстве $N \times N$. Все символы равновероятны.

Процессы $v_s(i)$, $v_c(i)$ характеризуются параметрами:

$$\forall i, j < v_s(i) > = 0, < v_c(i) > = 0, < v_s(i) v_c(j) > = 0.$$

Модулятор осуществляет согласование характеристик цифрового сигнала с характеристиками канала.

На первом этапе в каждом подканале формируется низкочастотный непрерывный сигнал с ограниченным спектром, вследствие чего двумерный сигнал $\mathbf{v}(i)$ преобразуется к виду:

$$\mathbf{p}(t) = \begin{bmatrix} p_c(t) \\ p_s(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=-\infty}^{\infty} v_c(i) g(t - i\Delta t) \\ \sum_{i=-\infty}^{\infty} v_s(i) g(t - i\Delta t) \end{bmatrix},$$

где $g(t)$ – огибающая единичного символа с ограниченным спектром; Δt – период следования двумерных символов.

Мощности каждого из низкочастотных сигналов равны между собой.

На выходе модулятора наблюдается линейный сигнал

$$s(t) = p_c(t) \cos(\omega_0 t) - p_s(t) \sin(\omega_0 t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} g(t - i\Delta t) [v_c(i) \cos(\omega_0 t) - v_s(i) \sin(\omega_0 t)],$$

где ω_0 – несущая частота.

Далее непрерывный линейный сигнал $s(t)$ поступает на вход кодера АДИКМ, который преобразует его в цифровой поток, передаваемый в цифровой канал.

На приемной стороне цифровой поток подается на декодер АДИКМ, на выходе которого формируется восстановленный линейный сигнал $\tilde{s}(t)$, представляющий собой исходный линейный сигнал $s(t)$, искаженный шумом квантования.

В демодуляторе осуществляется когерентное детектирование сигнала $\tilde{s}(t)$. Происходит разделение группового сигнала на сигналы синусного и косинусного подканалов. Отсчеты этих сигналов, взятые в тактовые моменты времени, поступают на пороговое устройство, которое принимает решение о том, какой из символов передавался.

Кодер АДИКМ с оптимальным экстраполятором

В кодере АДИКМ квантованию подвергается сигнал ошибки предсказания $\varepsilon(i)$, представляющий собой разность между дискретизированным входным сигналом $s(i)$ и предсказанным к данному моменту значением входного сигнала $\hat{s}(i)$. На выходе кодера наблюдается квантованный сигнал ошибки предсказания $\hat{\varepsilon}(i)$.

При кодировании методом АДИКМ возникает задача предсказания текущего значения сигнала по некоторой комбинации предыдущих значений. Существуют различные методы решения данной задачи, однако из всех линейных алгоритмов экстраполяции наилучшим по критерию минимума среднего квадрата ошибки предсказания является алгоритм Калмана–Бьюси. В [5] получена модифицированная структура оптимального адаптивно-

го экстраполятора, пригодного для использования в кодерах АДИКМ (рис. 2).

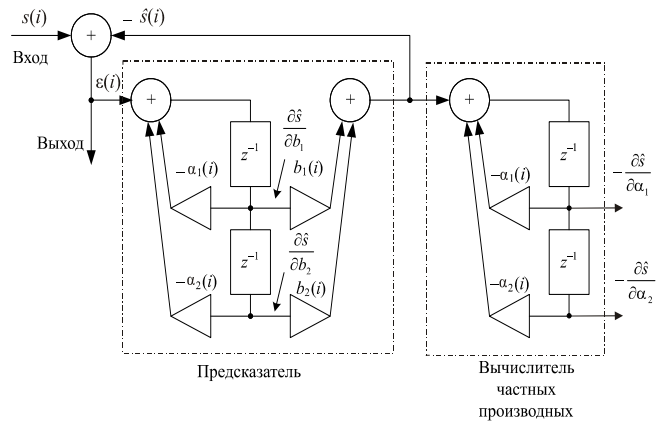


Рис. 2. Кодер АДИКМ с оптимальным экстраполятором

Фильтр-предсказатель представляет собой линейную дискретную систему рекурсивного типа. Оценка кодируемого сигнала:

$$\hat{s}(i) = \sum_{m=1}^M b_m(i) \varepsilon(i-m) - \sum_{n=1}^M \alpha_n(i) \hat{s}(i-n),$$

где b_m – коэффициенты прямой связи; α_n – коэффициенты обратной связи; $\varepsilon(i)$ – сигнал ошибки предсказания.

Адаптация коэффициентов прямой и обратной связи осуществляется в соответствии с алгоритмом стохастической аппроксимации градиента:

$$b_m(i+1) = b_m(i) + 2\mu_b \varepsilon(i) \frac{\partial s(i)}{\partial b_m},$$

$$\alpha_n(i+1) = \alpha_n(i) + 2\mu_\alpha \varepsilon(i) \frac{\partial s(i)}{\partial \alpha_n},$$

где μ_b , μ_α – коэффициенты, определяющие скорость адаптации.

Частные производные от оценки входного сигнала по коэффициентам прямой и обратной связи:

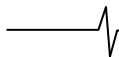
$$\frac{\partial s(i)}{\partial b_m} = \varepsilon(i-m) - \sum_{k=1}^M \alpha_k \frac{\partial s(i-k)}{\partial b_m},$$

$$\frac{\partial s(i)}{\partial \alpha_n} = -\hat{s}(i-n) - \sum_{k=1}^M \alpha_k \frac{\partial s(i-k)}{\partial \alpha_n}.$$

Как отмечается в [6], для обеспечения устойчивости фильтра-предсказателя следует начальные значения коэффициентов обратной связи α_n принять равными нулю. Также необходимо обеспечить более быструю адаптацию коэффициентов прямой связи, для чего следует выбрать $\mu_b \gg \mu_\alpha$.

Приведенный экстраполятор является оптимальным по критерию минимума СКО, поэтому его исследование позволяет определить *потенциальные* возможности кодеров АДИКМ для передачи неречевых сигналов. Если положить $\forall n \alpha_n = 0$, $\mu_\alpha = 0$, то приходим к квазиоптимальному предсказателю нерекурсивного типа [7].

Мерой точности предсказания является энергетический выигрыш $g = \sigma_s^2 / \sigma_\varepsilon^2$, где σ_s^2 – среднее квадратическое значение кодируемого QAM-сигнала (входного сигнала кодера), σ_ε^2 – среднее квадратическое значение сиг-



нала ошибки предсказания. Представляет интерес исследование влияния на энергетический выигрыш следующих параметров экстраполятора:

- порядка;
- значений коэффициентов адаптации;
- числа точек в сигнальном созвездии QAM-сигнала;
- наличия/отсутствия рекурсивной части.

Моделирование кодера АДИКМ с оптимальным экстраполятором

Для нахождения указанных зависимостей было произведено компьютерное моделирование кодера АДИКМ с оптимальным одношаговым экстраполятором. Моделирование производилось при следующих исходных данных:

- единичный элемент сигнала: $\sin x/x$, взвешенный окном Хэмминга;
- скорость следования двумерных символов: $B = 3100$ Бод;
- несущая частота: $f_0 = 1850$ Гц;
- частота дискретизации: $f_d = 8$ кГц;
- коэффициенты адаптации: $\mu_b = 100\mu_a$.

Полученные зависимости энергетического выигрыша от значения коэффициента адаптации для разного числа точек в сигнальном созвездии приведены на рис. 3.

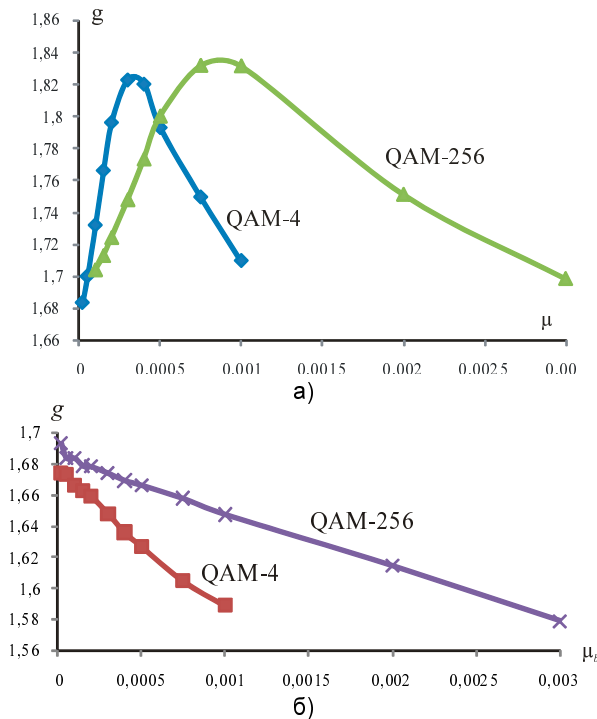


Рис. 3. Зависимость энергетического выигрыша от коэффициента адаптации при различном числе точек в сигнальном созвездии а) – предсказатель БИХ-типа; б) – предсказатель КИХ-типа

Важнейшей характеристикой алгоритма АДИКМ является порядок фильтра-предсказателя. На рис. 4 приведены кривые энергетического выигрыша, полученные при использовании предсказателей различного порядка.

Для практических целей наибольший интерес представляет оценка достижимой вероятности ошибки QAM-сигнала при передаче данных по каналу, оборудованному АДИКМ-кодеком.

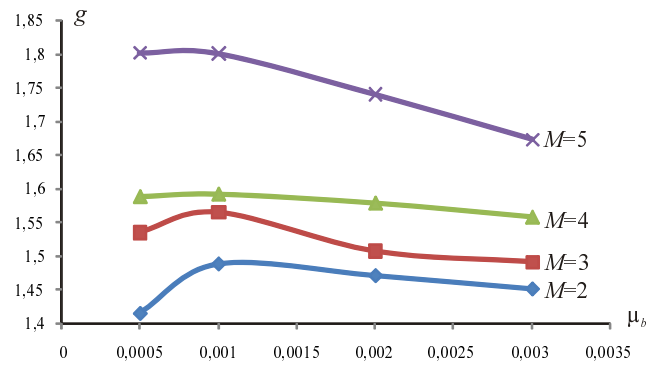


Рис. 4. Зависимость энергетического выигрыша от коэффициента адаптации при различном порядке фильтра-предсказателя

На выходе кодера АДИКМ наблюдается сигнал ошибки предсказания $\varepsilon(i)$, дисперсия которого $\sigma_\varepsilon^2 = \sigma_s^2/g$, а закон распределения приближается к нормальному. Этот сигнал подвергается линейному m -битовому квантованию ($m = 5, 4, 3, 2$ для скоростей 40, 32, 24 и 16 кбит/с соответственно).

Известно, что при линейном квантовании нормально-го случайного сигнала возникают собственные шумы, складывающиеся из шумов квантования и ограничения.

Помехозащищенность от собственных шумов (рис. 5) [8]:

$$A_{\text{зе}} = 10 \lg \frac{\sigma_\varepsilon^2}{\sigma_e^2} = -10 \lg \left(\frac{x}{3 \cdot 4^m} + 1 - 2\Phi(\sqrt{x}) + \sqrt{\frac{2x}{\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \right),$$

где $x = U_{\text{огр}}^2 / \sigma_\varepsilon^2$, $U_{\text{огр}}$ – напряжение ограничения,

$\Phi(\sqrt{x}) = \int_0^{\sqrt{x}} \exp(-t^2/2) dt$ – интеграл вероятностей.

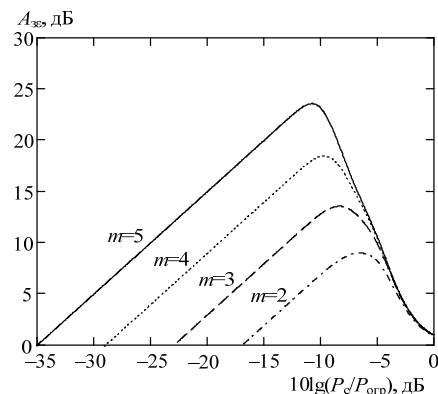


Рис. 5. Защищенность сигнала ошибки предсказания от собственных шумов

Как видно, для каждого m существует оптимальное значение порога ограничения, при котором помехозащищенность максимальна ($A_{\text{зе}} = A_{\text{зе max}}$).

Поскольку шум квантования действует на исходный сигнал так же, как и на сигнал ошибки предсказания, помехозащищенность QAM-сигнала

$$A_{\text{з QAM}} = 10 \lg \frac{\sigma_s^2}{\sigma_e^2 \cdot (\Delta f / 0,5 f_d)} = 10 \lg \left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_e^2} \cdot \frac{\sigma_\varepsilon^2}{\sigma_e^2} \cdot \frac{0,5 f_d}{\Delta f} \right) = 10 \lg(g) + A_{\text{зе max}} + 10 \lg \frac{0,5 f_d}{\Delta f}$$

где $f_d = 8$ кГц – частота дискретизации, $\Delta f = 3,1$ кГц – ширина эффективно передаваемой полосы частот канала ТЧ.

m	$A_{\text{зе max}}, \text{дБ}$	$A_{\text{з QAM}}, \text{дБ}$	Вероятность ошибки		
			$M=2$	$M=4$	$M=8$
5	23,5	26,6	$<10^{-10}$	$<10^{-10}$	10^{-4}
4	18,4	21,5	$<10^{-10}$	10^{-6}	10^{-2}
3	13,5	16,6	10^{-10}	10^{-3}	–
2	8,9	12,0	10^{-4}	–	–

Как известно, шум квантования распределен по равномерному закону. Однако на приеме осуществляется когерентное детектирование и фильтрация сигналов синусного и косинусного подканалов, а линейная система (фильтр приема) нормализует закон распределения. Поэтому шум квантования на входе решающей схемы можно приближенно считать нормальным. Следовательно, задача сводится к определению вероятности ошибки QAM-сигнала при воздействии аддитивного гауссовского шума. Решение этой задачи хорошо известно [4].

В таблице приведены значения вероятности ошибки для различного числа точек в сигнальном созвездии и различного числа бит в кодовом слове.

Заключение

При использовании для передачи данных сигнала QAM-4 ($M=2$) связь возможна при любых значениях числа бит в кодовом слове, кроме $m=2$. Символы QAM-16 ($M=4$) могут использоваться только при скоростях цифрового потока АДИКМ-кодера, равных 40 и 32 кбит/с. Использование двумерных символов с большим числом состояний (QAM-64 и выше) становится невозможным из-за катастрофического возрастания вероятности ошибки. Если для кодирования аналогового сигнала в канале используется кодер АДИКМ-16 ($m=2$), то метод квадратурной амплитудной модуляции для передачи данных по такому каналу неприменим.

Таким образом, энергетический выигрыш в наилучшем случае составляет величину порядка 1,8, что приводит к увеличению помехозащищенности по шумам квантования на 2,6 дБ по сравнению с квантованием самого сигнала с тем же числом битов в кодовом слове.

Литература

1. Evaluation of ADPCM coders for digital circuit multiplication equipment / S. Dimolitsas, F.L. Corcoran, M. Onufry, H.G. Suyderhoud // COMSAT Technical Review. – Fall 1987. – Vol. 17(2). – p. 325–345.
2. ITU Rec. G.726 Appendix III. Comparison of ADPCM algorithms. – Geneva, 1994.
3. ITU Rec. G.726. 40, 32, 24, 16 kbit/s Adaptive differential pulse code modulation (ADPCM). – Geneva, 1990.
4. Курицын, С.А. Основы построения телекоммуникационных систем передачи: учебное пособие / С.А. Курицын. – СПб: Выбор, 2004.
5. Никитин, Д.А. Оценка эффективности оптимальной экстраполяции сигнала QAM / Д.А. Никитин // Труды учебных заведений связи / ГОУВПО СПбГУТ. – СПб, 2008. – № 178.
6. Evaluation of ADPCM coders for digital circuit multiplication equipment / S. Dimolitsas, F.L. Corcoran, M. Onufry, H.G. Suyderhoud // COMSAT Technical Review. – Fall 1987. – Vol. 17(2). – p. 325–345.
7. ITU Rec. G.726 Appendix III. Comparison of ADPCM algorithms. – Geneva, 1994.
8. ITU Rec. G.726. 40, 32, 24, 16 kbit/s Adaptive differential pulse code modulation (ADPCM). – Geneva, 1990.
9. Курицын, С.А. Основы построения телекоммуникационных систем передачи: учебное пособие / С.А. Курицын. – СПб: Выбор, 2004.
10. Никитин, Д.А. Оценка эффективности оптимальной экстраполяции сигнала QAM / Д.А. Никитин // Труды учебных заведений связи / ГОУВПО СПбГУТ. – СПб, 2008. – № 178.
11. Курицын, С.А. Адаптивные методы обработки сигналов в цифровых и аналоговых системах передачи: учебное пособие / С.А. Курицын; ГОУВПО СПбГУТ. – СПб, 2004.
12. Никитин, Д.А. Оценка вероятности ошибки QAM-сигнала передачи данных при кодировании методом АДИКМ / Д.А. Никитин // Труды учебных заведений связи / ГОУВПО СПбГУТ. – СПб, 2007. – № 177. – С. 6–13.
13. Многоканальные системы передачи: учебник для вузов / Н.Н. Баева, В.Н. Гордиенко, С.А. Курицын и др.; Под ред. Н.Н. Баевой и В.Н. Гордиенко. – М.: Радио и связь, 1996.
14. Сейдж, Э. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Э. Сейдж, Дж. Мелс. – М.: Связь, 1976.
15. Курицын, С.А. Оптимальное предсказание речевых сигналов / С.А. Курицын, Е.Э. Климова // Труды учебных заведений связи / ГОУВПО СПбГУТ. – СПб, 2004. – №171. – С. 30–36.

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ МОДЕМА ДЛЯ АППАРАТУРЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ*Григоренко Д.В.*

Важной составной частью аппаратуры передачи данных (АПД) [1-3] является модем, обеспечивающий работу на различных скоростях передачи и приема информации. При проектировании АПД требуется реализовать совместимость с наибольшим количеством существующих модемов, используемых в сетях с различными протоколами передачи данных.

Наибольшие трудности при проектировании модема связаны с разработкой программного обеспечения (ПО), реализующего цифровую обработку сигналов.

Реализация архитектуры специализированного вычислительного устройства модема не представляет серьезных трудностей, хотя и является не простой задачей. В настоящее время практически для всех новых микропроцессорных изделий, появляющихся на рынке, прилагается подробная документация по их применению, типовые схемы включения, отладочные комплекты [4].

В данной работе, на основании опыта проектирования модема на базе отладочного комплекта для сигнального микропроцессора семейства Blackfin [4], кратко изложена методика реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов, а также другого сопутствующего ПО модема. Также описано ПО разработанного модема на базе процессора BF533 [4]. Методика состоит из трех этапов, которые далее будут рассмотрены.

При реализации АПД требуется обеспечить совместимость с различными устройствами передачи данных. При разработке протоколов передачи данных нижних уровней, таких как V.21, V.22, V.32 следует учитывать, что они создавались в то время, когда элементная база была еще не достаточно развита. Поэтому чисто механическое их включение в систему представляется нецелесообразным. С целью повышения эффективности и помехоустойчивости реализации протоколов нижних уровней должна осуществляться с учетом возможностей современной элементной базы и включения новых решений по математической, цифровой обработке сигналов. В качестве примера можно привести использование алгоритма «с обратной связью по решению» [5] при реализации протокола V.32.

Как показал опыт моделирования, большую трудность представляет реализация устойчивой работы всей системы в целом. Несмотря на то, что отдельные блоки, например, такие как адаптивный эквалайзер, ротатор (осуществляет поворот фазы принимаемого сигнала), автоматическая регулировка усиления, и др., по отдельности работают правильно и устойчиво, при объединении могут нарушать работоспособность друг друга.

В разработанном пакете использованы новые технические решения, которые отсутствуют в известных модемах. Реализован корректор с обратной связью по решению для всех скоростей передачи данных. Коррекция и декодирование Витерби [7] осуществляется совместно, что допол-

нительно повышает помехоустойчивость при сильных амплитудно-частотных искажениях.

На первом этапе проектируются отдельные блоки с применением имитационного моделирования в среде MATLAB и с использованием пакета Simulink [6].

Программное обеспечение модема включает в себя следующие процедуры:

- 1) модуляции и демодуляции сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией;
- 2) автоматической регулировки усиления, восстановления тактовой и несущей частот (передискретизация осуществляется программно без подстройки частоты дискретизации АЦП);
- 3) изменения частоты дискретизации;
- 4) кодирования и декодирования сигнальных элементов;
- 5) адаптивной коррекции с обратной связью по решению для всех скоростей;
- 6) адаптивной компенсации эхо-сигналов;
- 7) компенсации фазового дрожания (адаптация компенсатора эхосигналов на ближнем и дальнем конце проводится как на этапе вхождения в связь, так и при передаче данных);
- 8) вхождения в связь;
- 9) блокирования импульсных помех, оценки качества канала связи и скремблирования.

Модулятор состоит из полифазного интерполирующего фильтра, повышающего частоту дискретизации передаваемых отсчетов, и ротатора. Демодулятор содержит ротатор и полифазный фильтр децимации, понижающий частоту дискретизации принимаемого сигнала.

Автоматическая регулировка усиления и фазовая автоподстройка частоты осуществляется как на этапе вхождения в связь, так и при передаче данных.

Адаптивная коррекция отсчетов комплексной огибающей принимаемого сигнала (адаптивное выравнивание телефонных каналов) реализуется методом стохастического градиента. Настройка корректирующего фильтра осуществляется на основе решения декодера Витерби. Кроме того, реализована коррекция с обратной связью по решению [5]. Обновление коэффициентов фильтра проводится методом стохастического градиента так, чтобы минимизировать среднеквадратическое отклонение принимаемых комплексных отсчетов от эталонных. При появлении импульсных помех адаптация корректора временно прекращается.

Пример моделирования работы кодера и декодера для модема с протоколом V.34 показан на рис. 1. Приведены диаграммы рассеяния сигнала, прошедшего через канал с шумом. С помощью виртуальных измерительных устройств, подключенных к модели [6], осуществляется диагностика программного обеспечения.

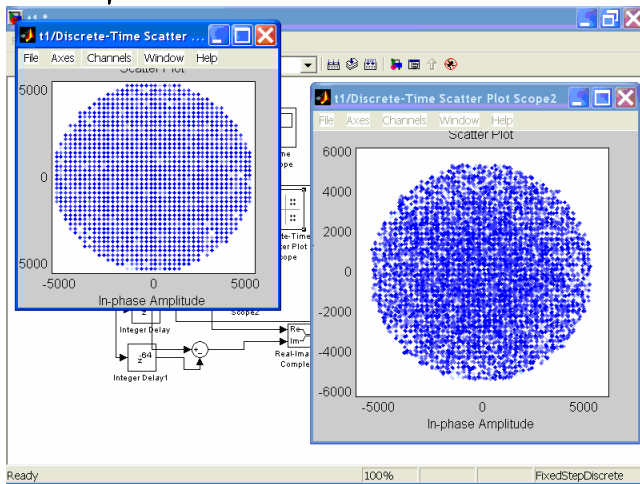


Рис.1. Тестирование кодера и декодера для модема V.34. Скорость 33600 бит/сек, 64 состояние сверточного кодера, символьная скорость 3429 сим/сек, без предкоррекции и нелинейных предскажений

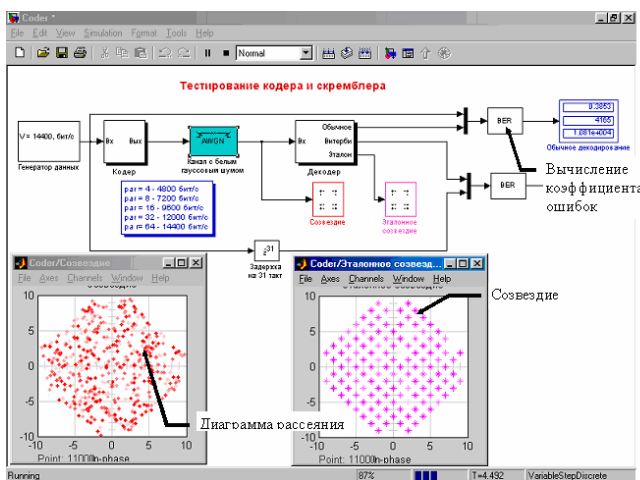


Рис.2. Тестирование кодера и скремблера.
C=14400 бит/сек, протокол V32 bis.

На рис. 2 показано тестирование кодера и скремблера модема с протоколом V.32 bis вместе с

реализованным алгоритмом Витерби на скорости 14400 бит/с в условиях канала связи с шумами.

На рис.3 представлена имитационная модель кодера и декодера V.32bis в условиях сильно зашумленного канала связи. Из рисунка видно, что радиусы рассеяния, соответствующие разным точкам созвездия, пересекаются, однако декодер Витерби не допускает ни одного ошибочного бита.

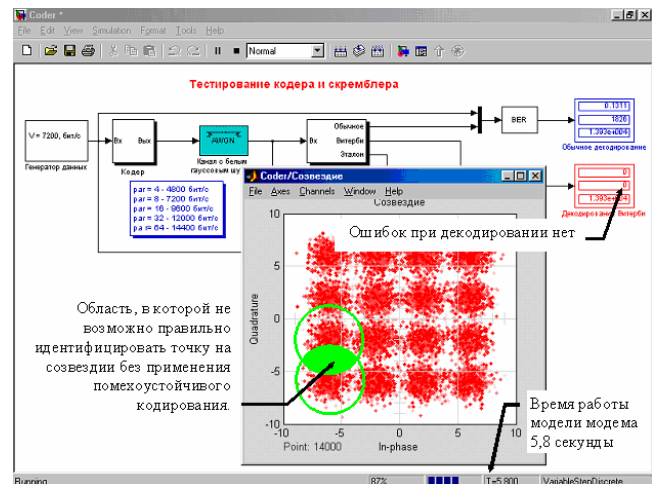


Рис.3. Тестирование кодера и декодера.
C=7200 бит/сек, протокол V32 bis.

На втором этапе после моделирования и отладки отдельных блоков в среде Simulink создается модель всего устройства в целом.

На рис. 4 проиллюстрировано тестирование полной сигнальной модели модема V.32bis вместе с эквалайзером и эхо-компенсатором.

На рис.5 показан пример отладки двух модемов в системе Simulink. Проводилась проверка процедуры вхождения в связь и процедур перестройки скоростей. Также проводилась имитация фазового дрожания, смещения тактовой и несущей частоты, эхо-сигналов, шума, частотных искажений и т.д. На рисунке показана диаграмма рассеяния, коэффициенты корректора и компенсатора эхо-сигнала, осциллограмма сигнала и принимаемые данные.

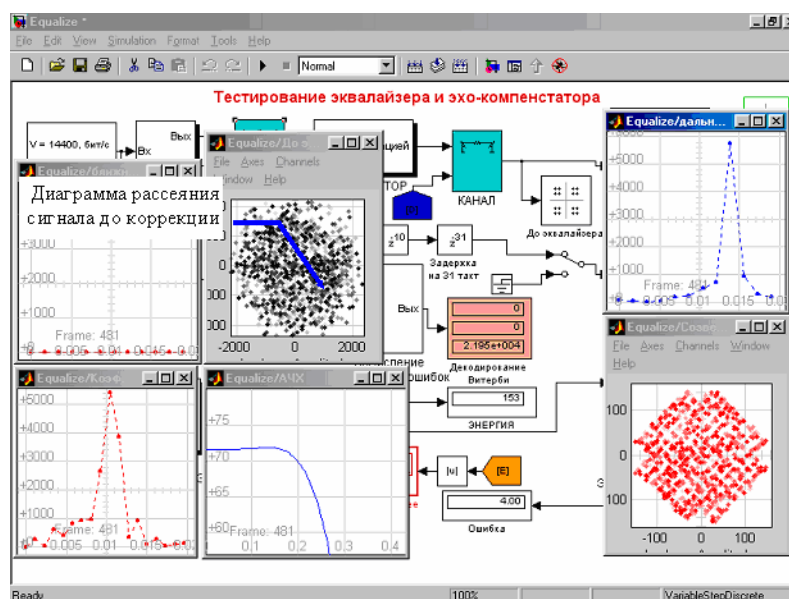


Рис. 4. Тестирование эквалайзера и эхо-компенсатора. $C=14400$ бит/сек.

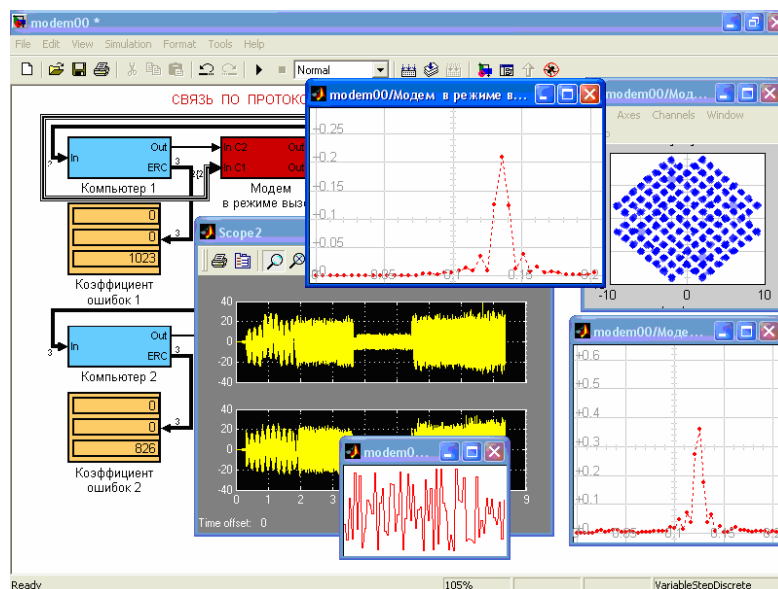


Рис. 5. Пример отладки двух модемов в системе Simulink

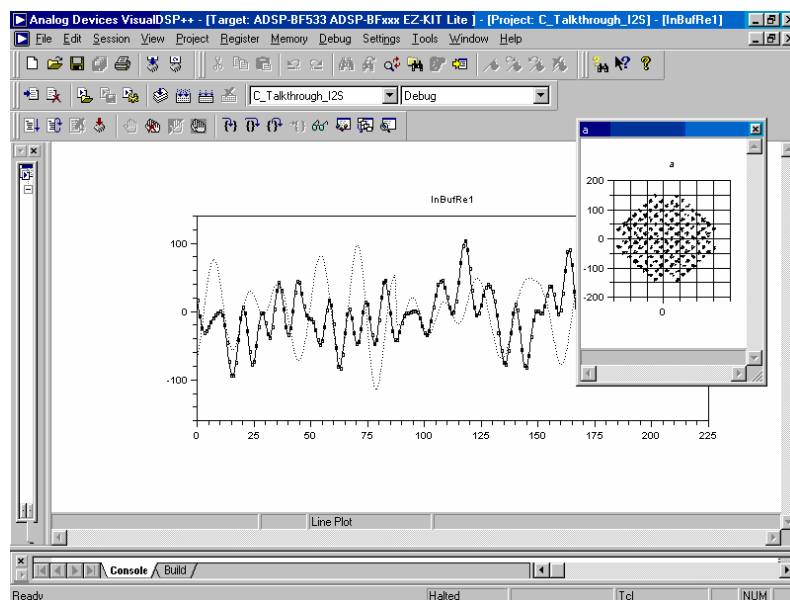


Рис. 6. Тестирование ПО двух модемов V.32 bis на отладочной плате ADSP-BF533 EZ-KIT Lite

На третьем этапе ПО переносится на отладочный комплект. Производится отладка отдельных блоков и исправление команд программы, которые оказались не совместимы. После отладки программы без операций ввода-вывода, производится испытание в реальном масштабе времени. На рис.6 показано тестирование ПО сразу двух модемов V.32 bis на отладочной плате ADSP-BF533 EZ-KIT Lite в режиме реального времени.

Таким образом, данная методика позволяет реализовать весь пакет программного обеспечения цифровой обработки сигналов как единое целое. Использование обратной связи по решению позволяет эффективно бороться не только с существенными частотными искажениями, но и узкополосными помехами. Для проверки работоспособности алгоритма пакет процедур был подключен к системе Simulink, которая является составной частью среды MATLAB 6.5. Были смоделированы отдельные блоки и все устройство модема в целом, а также канал связи с шумами. Полностью проверена работоспособность модема с помощью отладочного комплекта ADSP-BF533 EZ-KIT Lite.

Литература

1. Григоренко Д.В. Аппаратно-программная реализация узла связи сети передачи данных // Труды 8 ВНТК «Новые Информационные технологии в научных исследованиях и в образовании»: Тез. докл. / РГРТА. Рязань, 2003. С.72-75.
2. Осипов В.Г. Техника передачи данных за рубежом // Электросвязь. 1988. №7. С. 51-56.
3. Тилл Дж. Искусство проектирования модемов V.32 на 9600 бит/с // Электроника. 1989. №6. С.16-25.
4. Витязев С.В. Новые разработки DSP компаний TEXAS INSTRUMENTS и ANALOG DEVICES // Цифровая обработка сигналов. 2006. №4. С.48-53.
5. Куреши Ш.У.Х. Адаптивная коррекция. // ТИИЭР. 1985. т.73. №9. С. 5-49.
6. Дьяконов В.П. MATLAB 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6. Основы применения. Серия «Библиотека профессионала». –М.: СОЛОН-Пресс, 2005. -800с.
7. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

УДК 621.38

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ И КОРРЕКЦИИ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА ПРИ ПРИЕМЕ OFDM-СИГНАЛОВ В СТАНДАРТЕ DVB-T

Бумагин А.В., Калашиников К.С., Прудников А.А., Стешенко В.Б.

Введение

В последние несколько лет вопросы практической реализации систем цифрового телевизионного вещания становятся ключевыми в связи с развитием технологий проектирования и производства современных систем на кристалле по наноразмерным проектным нормам [1]. Данная статья посвящена вопросам синтеза алгоритма оценки и коррекции параметров канала передачи в стандарте DVB-T.

Европейский стандарт DVB-T (ETSI EN300744) - Наземное цифровое телевизионное вещание, предполагающий использование когерентной OFDM с пилотными поднесущими [2] признан наиболее перспективным для реализации отечественных цифровых телевизионных систем.

При разработке приемных цифровых телевизионных систем, базирующихся на высокоскоростной когерентной OFDM и работающих в условиях многолучевого распространения, необходимо качественное решение задачи синтеза алгоритма оценки параметров канала, особенно с точки зрения аппаратной реализации.

Искажения, вызванные межсимвольной интерференцией (МСИ), являются одним из основных препятствий на пути повышения скорости и достоверности передачи данных по каналам даже при малых уровнях фоновых шумов. Они приводят к нарушению ортогональности сигналов, передаваемых на разных поднесущих OFDM-сигнала, в результате чего происходит искажение демодулируемой информации.

Все более широкое распространение получают мобильные системы, в которых дополнительно требуется решать задачу компенсации доплеровского смещения частоты. Поэтому неотъемлемой частью демодулятора приемного устройства, обрабатывающего OFDM-сигналы, является блок оценки и коррекции параметров канала (адаптивный эквалайзер).

Существуют две категории эквалайзеров (в зависимости от способа реализации): построенные в частотной или во временной областях. Вследствие того, что в DVB-T-системах

Рассматриваются вопросы передачи информации в цифровых телевизионных и мобильных системах с использованием OFDM-сигналов. Синтезируются алгоритмы оценки и коррекции параметров канала передачи в стандарте DVB-T. Приводятся результаты моделирования и экспериментальных исследований.

на этапе выделения поднесущих используется быстрое преобразование Фурье (БПФ), а также предусмотрены пилотные сигналы, то с точки зрения эффективности аппаратной реализации и рабочих характеристик целесообразно рассматривать эквалайзеры первого типа.

Синтезированный алгоритм предназначен для оценки и коррекции частотной характеристики (ЧХ) канала передачи в OFDM-системе, использующей пилотные поднесущие. Алгоритм разрабатывался с позиции максимального приближения к аппаратной реализации с использованием микросхемотехники ПЛИС и СБИС.

В процессе исследований произведена апробация алгоритма посредством моделирования в целочисленном базисе с учетом разрядностей данных, в результате которого также получены оценки его рабочих характеристик.

Структура OFDM-кадра

Модулированная и кодированная информация в стандарте DVB-T передается в виде OFDM-символов [2]. Каждый кадр имеет длительность T_p и состоит из 68 символов с номерами от 0 до 67, которые содержат полезные данные и служебную информацию. Четыре кадра образуют суперкадр. Каждый символ OFDM содержит 6817 поднесущих в режиме 8К и 1705 несущих в режиме 2К. Число поднесущих полезных данных является неизменным от символа к символу и за вычетом несущих, передающих служебную информацию, составляет 6048 и 1512 несущих в режимах 2К и 8К соответственно.

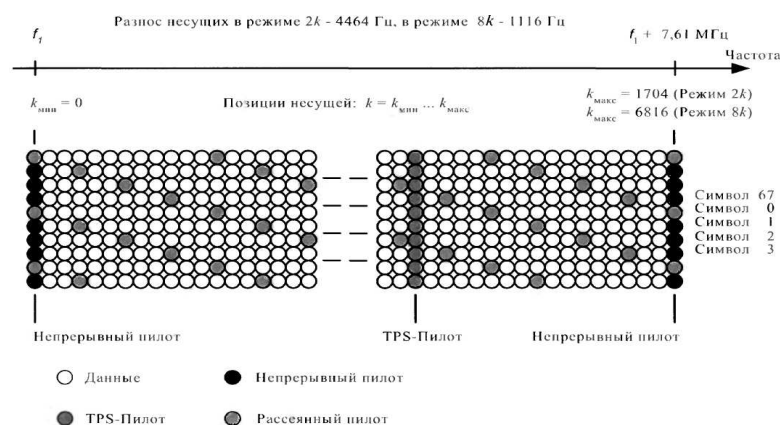
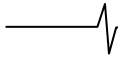


Рис. 1. Частотно-временной план OFDM-кадра.



Частотно-временной план сигнального кадра в стандарте DVB-T показан на рис. 1.

Передаваемая в пределах кадра служебная информация содержит:

- поднесущие рассредоточенных пилот-сигналов;
- поднесущие с непрерывно повторяющимися пилот-сигналами;
- поднесущие, содержащие информацию о параметрах передачи (TPS).

Перечисленные пилот-сигналы используются для кадровой, частотной и временной синхронизации, оценки параметров канала, идентификации режима передачи, компенсации амплитудных и фазовых искажений сигнала и пр. С помощью рассредоточенных и непрерывно повторяющихся пилот-сигналов передается опорная информация, параметры которой априорно известны в приемнике. Поднесущие пилот-сигналов передаются с добавочной мощностью в соотношении 16/9 относительно мощности несущих полезных данных. Каждый непрерывно повторяющийся пилот-сигнал совпадает с рассредоточенными пилот-сигналами в каждом четвертом символе.

Алгоритм оценки и коррекции параметров канала

В основе предлагаемого алгоритма лежит прямой метод компенсации в частотной области. При использовании пилотных поднесущих последний является одним из наиболее эффективных.

Предположим, что на входе устройства на k -ой поднесущей присутствует сигнал вида $x = Ae^{j\varphi}$. На выходе необходимо получить сигнал $y = A_0 e^{j\varphi_0}$ (это соответствует задаче о повороте вектора на комплексной плоскости с коррекцией по амплитуде). Выполним следующие преобразования:

$$y = A_0 e^{j\varphi_0} = A_0 \frac{A}{A} e^{j(\varphi_0 - \varphi + \varphi)} = \frac{A_0}{A} e^{-j(\varphi - \varphi_0)} A e^{j\varphi} = \eta x,$$

где η – комплексный коэффициент коррекции, который необходимо вычислить. Представим его в виде:

$$\eta = \frac{A_0}{A} e^{-j(\varphi - \varphi_0)} = \frac{A_0}{A} [\cos(\varphi - \varphi_0) - j \sin(\varphi - \varphi_0)]. \quad (1)$$

Из последнего выражения видно, что для нахождения корректирующих коэффициентов необходимо вычислить амплитуду A и фазу φ входного сигнала, а также величины

$$\frac{A_0}{A}, \cos(\varphi - \varphi_0), \sin(\varphi - \varphi_0).$$

При этом $\varphi_0 = \begin{cases} 0, w_k = 0 \\ \pi, w_k = 1 \end{cases}, A_0 = \frac{4}{3}.$

С точки зрения аппаратной реализации, несмотря на то, что схема работает в режиме реального времени, к ней, как правило, не предъявляются жесткие требования в плане быстродействия. Для вычисления значений тригонометрических функций и выполнения операции деления целесообразно использовать итеративные алгоритмы CORDIC [3]. Это позволяет сэкономить память на табулировании значений нелинейных функций.

Оценка параметров канала осуществляется при помощи так называемых распределенных пилотов. Последние изменяют свое частотное положение от символа к символу с периодом в четыре символа. Согласно стандарту DVB-T пилоты обладают бинарной фазовой манипуляцией [2]:

$$\operatorname{Re}(c_{m,l,k}) = \frac{4}{3}(1 - 2w_k),$$

$$\operatorname{Im}(c_{m,l,k}) = 0$$

где w_k – псевдослучайная последовательность, $c_{m,l,k}$ – ячейка, соответствующая распределенному пилоту, m – индекс кадра, l – индекс символа, k – индекс поднесущей в символе.

Корректирующие коэффициенты для поднесущих, содержащих передаваемую информацию, можно вычислить путем интерполяции найденных коэффициентов для распределенных пилотов.

На рис. 2 представлена функциональная схема устройства оценки параметров канала (для режима 2K).

Устройство оценки и коррекции параметров канала состоит из следующих блоков:

- 1) Блок вычисления номера символа – [symbol №]
- 2) Блок выделения распределенных пилотов – [pilots]
- 3) Блок вычисления корректирующих коэффициентов – [equalizing coefficients]
- 4) Фильтр, выполненный по алгоритму скользящего среднего – [moving average]
- 5) Блок интерполяции – [interpolator]
- 6) Умножитель – [X]

Устройство, приведенное на рис. 2, работает следующим образом.

Один раз в четыре символа происходит вычисление номера пришедшего символа (блок [symbol №]), затем последний передается в блок [pilots], который осуществляет выборку отсчетов, соответствующих распределенным пилотным поднесущим (SP). Полученные отсчеты передаются на блок вычисления корректирующих коэффициентов. Последние поступают в фильтр, выполненный по методу скользящего среднего. Коррекция параметров канала осуществляется путем умножения полученных после интерполяции коэффициентов на входные данные.

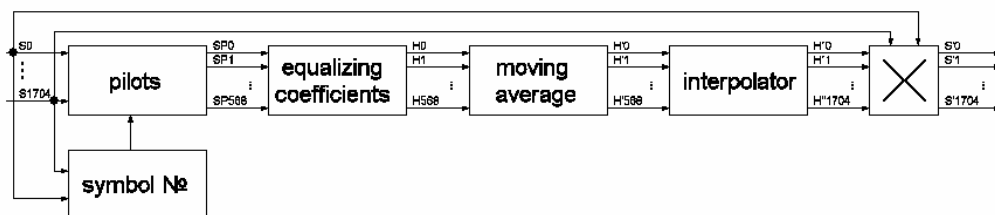


Рис. 2. Функциональная схема устройства оценки параметров канала (для режима 2K).

Вычисление корректирующих коэффициентов

Согласно выражению (1), вычисление корректирующих коэффициентов для поднесущих реализуется в виде схемы, приведенной на рис. 3.

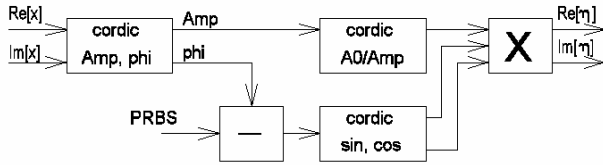


Рис.3. Схема вычисления корректирующих коэффициентов.

Здесь: cordic Amp, phi – вычислитель амплитуды Amp и фазы phi сигнала по двум квадратурам (Re, Im); cordic AO/Amp – вычислитель AO/Amp; cordic sin, cos – вычислитель синуса и косинуса фазы корректирующего коэффициента при помощи алгоритма CORDIC; X – комплексный умножитель.

Рассмотрим результаты моделирования схемы вычисления корректирующих коэффициентов в целочисленном базисе с учетом разрядностей данных. Моделирование производилось с фиксированной точкой: разрядность входных и выходных данных – 16 бит, количество итераций алгоритмов CORDIC – 16.

На рис. 4, (а,б) приведены графики относительных погрешностей действительной и мнимой частей выходного сигнала от искажения (в децибелах) амплитуды входного сигнала относительно максимального значения.

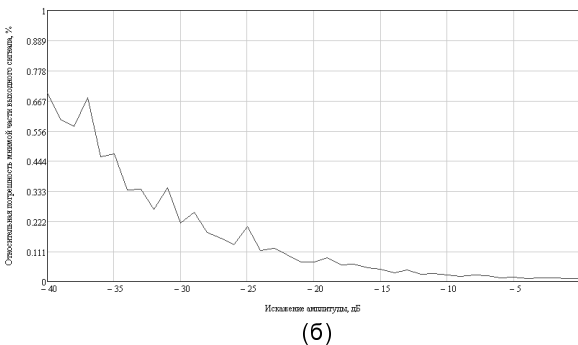
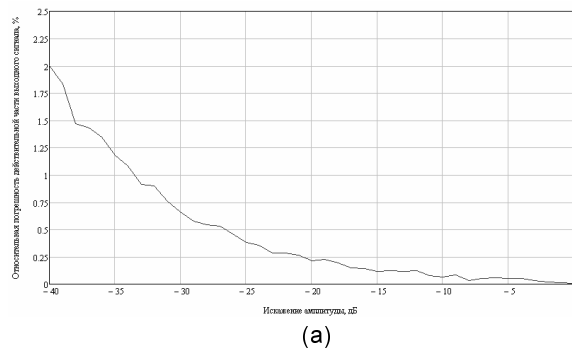


Рис.4. Зависимость относительных погрешностей действительной (а) и мнимой (б) частей выходного сигнала от искажения амплитуды (в дБ).

Из приведенных графиков видно, что рассмотренная схема не дает удовлетворительной точности. Это обусловлено большим динамическим диапазоном величины A_0 / A .

Преодолеть данный недостаток возможно посредством итеративного приближения коэффициентов коррекции, рассмотренного ниже.

Введем следующие обозначения: α_i – коэффициент

ошибки амплитуды полученного вектора, θ_i – ошибка фазы полученного вектора, η – корректирующий коэффициент, вычисленный по схеме на рис. 3. Тогда процесс вычисления коэффициентов коррекции можно представить следующим образом:

Итерация 0:

$$x_0 = Ae^{j\varphi}, \eta_0 = 1 + 0j$$

Итерация 1:

$$x_1 = Ae^{j\varphi}, \eta_1 = \alpha_1 \frac{A_0}{A} e^{-j(\varphi - \varphi_0)} e^{j\theta_1},$$

$$y_1 = \eta_1 x_1 = \alpha_1 \frac{A_0}{A} e^{-j(\varphi - \varphi_0)} e^{j\theta_1} Ae^{j\varphi} = \alpha_1 A_0 e^{j(\varphi_0 + \theta_1)} = A_1 e^{j\varphi_1}.$$

Итерация n:

$$x_n = y_{n-1} = A_{n-1} e^{j\varphi_{n-1}}, \eta_n = \alpha_n \frac{A_0}{A_{n-1}} e^{-j(\varphi_{n-1} - \varphi_0)} e^{j\theta_n}$$

$$y_n = \eta_n x_n = \alpha_n \frac{A_0}{A_{n-1}} e^{-j(\varphi_{n-1} - \varphi_0)} e^{j\theta_n} A_{n-1} e^{j\varphi_{n-1}} = \alpha_n A_0 e^{j(\varphi_0 + \theta_n)}$$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \alpha_n = 1, \lim_{n \rightarrow \infty} \theta_n = 0 \Rightarrow \lim_{n \rightarrow \infty} y_n = A_0 e^{j\varphi_0}$$

Обозначим через H_n такой корректирующий коэффициент, что $H_n x_0 = y_n$. Преобразуем выражение для выходного сигнала:

$$y_n = \eta_n x_n = \eta_n y_{n-1} = \eta_n \eta_{n-1} x_{n-1} = \eta_n \eta_{n-1} \eta_{n-2} x_{n-2} = \dots = x_0 \prod_{i=0}^n \eta_i,$$

Следовательно,

$$H_n = \prod_{i=0}^n \eta_i = \eta_n \prod_{i=0}^{n-1} \eta_i = \eta_n H_{n-1}. \quad (3)$$

Для точного вычисления корректирующих коэффициентов достаточно двух итераций рассмотренного алгоритма (дальнейшее увеличение количества итераций не дает существенного увеличения точности). Это позволяет обойтись без обратной связи в схеме вычисления, что увеличивает быстродействие и устойчивость системы. Схема итеративного вычисления корректирующих коэффициентов представлена на рис. 5.

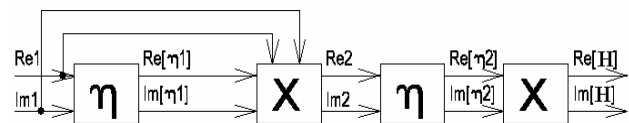
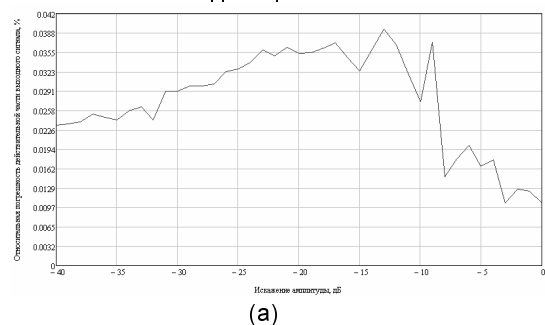


Рис. 5. Схема итеративного вычисления корректирующих коэффициентов.

На рис. 6 приведены графики зависимостей относительных погрешностей (усредненных по начальной фазе входного сигнала) мнимой и действительной частей выходного сигнала в зависимости от искажения входного сигнала относительно единицы.



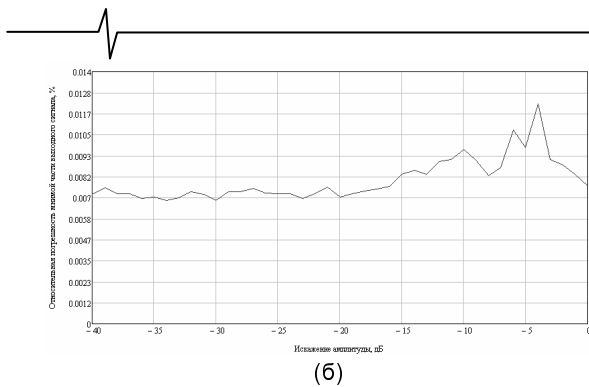


Рис. 6. Средние относительные погрешности действительной (а) и мнимой (б) части выходного сигнала (в целых числах) в зависимости от искажения входного сигнала относительно единицы (в децибелах).

Анализ показывает, что в результате применения итеративного алгоритма повышена точность восстановления амплитуд мнимой и действительной части сигнала на порядок по сравнению с алгоритмом (1).

Интерполяция корректирующих коэффициентов

Согласно стандарту DVB-T [3] частотное положение распределенных пилотных поднесущих повторяется с периодичностью в четыре символа. Корректирующие коэффициенты для последних вычисляются непосредственно в соответствии со схемой на рис. 3.

Вычисление корректирующих коэффициентов для поднесущих, содержащих данные, целесообразно осуществлять путем линейной интерполяции действительной и мнимой частей вычисленных коэффициентов для распределенных пилотов в соответствии со схемой на рис. 7 (закрашенными кругами обозначены поднесущие распределенных пилот-сигналов, незакрашенными – сигналов, содержащих данные).

Экспериментально установлено, что применительно к данной задаче выигрыш в точности квадратичной и кубической интерполяции по отношению к линейной не превосходит 1%.

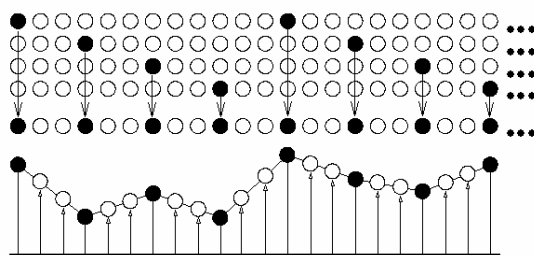


Рис. 7. Схема формирования данных для линейной интерполяции для четырех OFDM-символов.

Экспериментальные исследования рабочих характеристик алгоритма

Экспериментальные исследования производились посредством моделирования в целочисленном базисе с учетом разрядностей данных. Для этой цели использовалась модель OFDM-сигнала, синтезированного согласно стандарту DVB-T с учетом принятой в стандарте 20-лучевой модели распространения сигнала, ориентированной на наихудший случай приема.

Условия эксперимента:

- Разрядность входных и выходных данных – 16 бит;
- Режим передачи сигнала – 2K, QPSK;
- Количество сэмплов – 250;
- Длина сэмпла – 4 символа.

На рис. 8 - 11 приведены спектры входного и выходного сигналов, частотные характеристики эквалайзера и сигнальное созвездие в полярной системе координат, полученные в результате экспериментов.

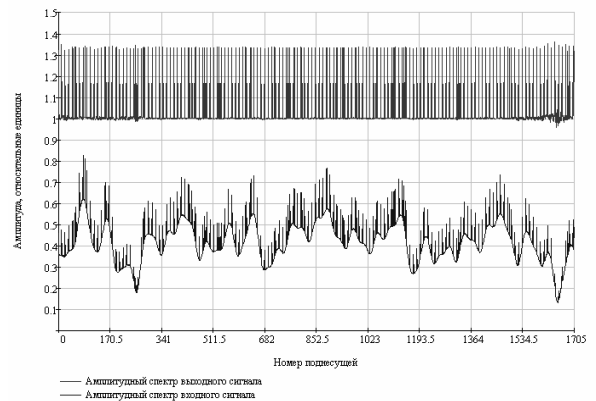


Рис. 8. Амплитудные спектры входного и выходного сигналов эквалайзера. По оси абсцисс – номер поднесущей, по оси ординат – амплитуда в относительных единицах.

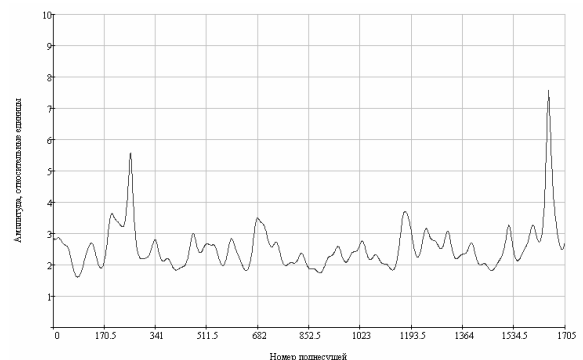


Рис. 9. АЧХ эквалайзера. По оси абсцисс откладывается номер поднесущей, по оси ординат – амплитуда в относительных единицах.

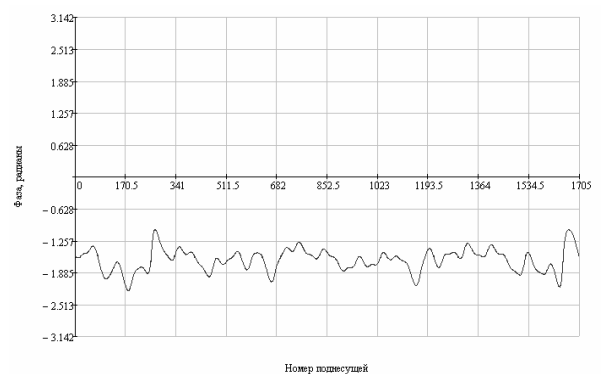


Рис. 10. ФЧХ эквалайзера. По оси абсцисс откладывается номер поднесущей, по оси ординат – фаза в радианах.

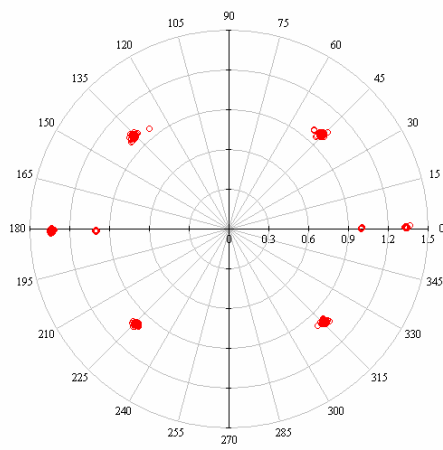
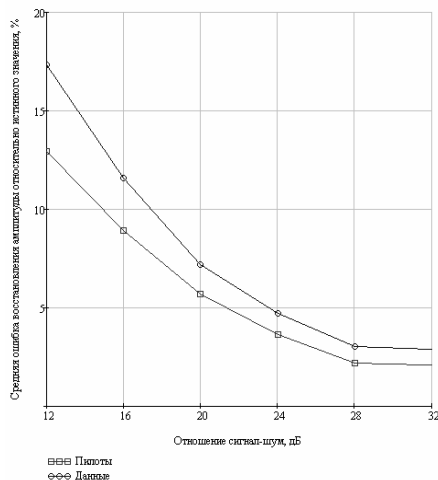


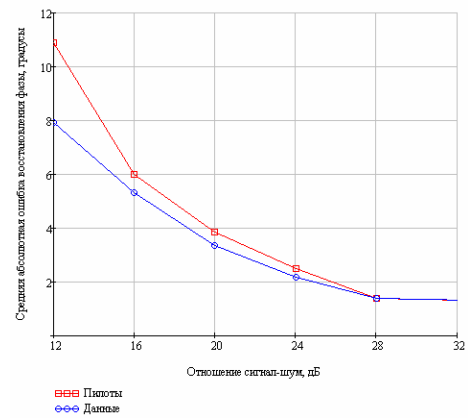
Рис. 11. Сигнальное созвездие на выходе эквалайзера в полярной системе координат (для режима 2K, QPSK). По осям откладываются значения действительной и мнимой частей поднесущих в относительных единицах. Точки на горизонтальной оси соответствуют пилотным поднесущим.

Из приведенных графиков можно сделать вывод, что синтезированный алгоритм выполняет функцию восстановления параметров передаваемого сигнала в OFDM-канале с МСИ. Наибольшая ошибка в восстановлении спектра наблюдается при резких бросках амплитуды поднесущих входного сигнала и его значительном ослаблении, что обусловлено ошибкой интерполяции.

Рассмотрим результаты моделирования при наличии шума в канале. На рис. 12 приведены графики зависимостей средней ошибки восстановления амплитуды относительно истинного значения и средней абсолютной ошибки фазы в зависимости от ОСШ в канале с МСИ (для сравнения: в канале без шума – ошибка амплитуды – 0.45%, фазы – 0.3°).



(а)



(б)

Рис. 12. Средняя ошибка восстановления амплитуды относительно истинного значения (а) и средняя абсолютная ошибка восстановления фазы (б) в зависимости от ОСШ в канале с МСИ.

Заключение

Таким образом, на основании проведенных исследований получены следующие результаты. Синтезированный итеративный алгоритм оценки и коррекции параметров канала передачи OFDM-сигналов, работающий в частотной области, сохраняет работоспособность в канале с 20-лучевой моделью МСИ, рекомендованной стандартом DVB-T для проверки работоспособности радиоприемной аппаратуры. Экспериментально было установлено, что алгоритм сохраняет работоспособность вплоть до ОСШ 12 дБ в канале и максимального искажения поднесущих до 50 дБ. Устройство не содержит обратных связей, следовательно, обладает высоким быстродействием. Алгоритм ориентирован на внедрение в системах цифровой передачи информации, реализованных в аппаратуре СБИС и ПЛИС.

Литература

1. Ю.Б.Зубарев, М.И.Кривошеев, И.Н.Красносельский. Цифровое телевизионное вещание. Основы, методы, системы. – М.: Научно-исследовательский институт радио (НИИР), 2001. – 568 с.: ил.
2. "Digital Video Broadcasting (DVB).Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television.", ETSI EN 300 744 v.1.5.1 (2004-11) European standart (Telecommunication series).
3. А.В. Захаров, В.М. Хачумов. Алгоритмы CORDIC. Современное состояние и перспективы. Труды международной конференции «Программные системы: теория и приложения», Переславль-Залесский, М.: Физматлит, 2004, т.1, с. 353-372.

СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ ЧАСТОТНОЙ И ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ДЛЯ ПРИЕМА OFDM-СИГНАЛОВ В СТАНДАРТЕ DVB-T

Бумагин А.В., Калашиников К.С., Прудников А.А., Стещенко В.Б.

Введение

Задачи синтеза алгоритмов синхронизации и оценки параметров канала при разработке приемников OFDM-сигналов, в частности для систем цифрового телевизионного вещания в стандарте DVB-T, являются актуальными с точки зрения эффективности, ресурсоемкости и практической реализации аппаратуры. Вопросам синхронизации OFDM-сигналов в настоящее время посвящено довольно много работ [1, 2, 5 - 10]. Однако в большей части из них рассматриваются только общие теоретические подходы, зачастую требующие чрезмерные аппаратные ресурсы для реализации.

Настоящая статья посвящена вопросам синтеза алгоритмов синхронизации, используемых при разработке цифровых приемников, работающих в стандарте DVB-T. Предложены алгоритмы частотной и временной синхронизации на всех этапах обработки сигнала. Все синтезированные алгоритмы апробированы посредством моделирования на ЭВМ в целочисленном базисе с учетом ограниченной разрядности представления операндов. При этом были учтены эффекты, связанные с многолучевым распространением сигналов и ориентацией на аппаратную реализацию на распространенных микроэлектронных технологиях с проектными нормами 0,13 – 0,18 мкм.

Этапы синхронизации

При когерентной демодуляции OFDM-сигналов в DVB-T обычно применяется алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ). Следовательно, в распоряжении исследователя имеются алгоритмы, работающие как во временной, так и в частотной областях. В качестве опорных сигналов целесообразно использовать пилотные поднесущие. В дальнейшем будем рассматривать только полностью цифровые OFDM-системы, так как последние являются наиболее эффективными с точки зрения устойчивости рабочих характеристик, времени реализации и моделирования.

В более ранних работах показано, что процесс синхронизации разбивается на следующие этапы [6, 7]:

1. Грубая временная синхронизация (определение начала символа с точностью до одного дискретного отсчета АЦП).
2. Точная частотная синхронизация (компенсация частотного рассогласования передаваемого и принимаемого сигналов в пределах расстояния между поднесущими).
3. Грубая частотная синхронизация (коррекция смещения по частоте с точностью до расстояния между поднесущими).

Рассматривается синтез алгоритмов синхронизации, используемых в цифровых приемниках телевизионных систем, работающих в стандарте DVB-T. Проводится анализ и синтез алгоритмов частотной и временной синхронизации при приеме OFDM-сигналов. Произведена оценка рабочих характеристик предложенных алгоритмов с учетом эффективности их аппаратной реализации. Представлены результаты экспериментальных исследований.

4. Точная временная синхронизация (корректировка вазового сдвига, вызванного рассинхронизацией по времени в пределах длительности дискретного отсчета АЦП).

5. Оценка и коррекция параметров канала.

Показано [1, 5], что этапы 1 и 2 легко реализуются путем обработки сигнала во временной области, а для реализации этапов 4 и 5 необходимо знание дискретных отсчетов поднесущих полученных с помощью БПФ.

Модель принимаемого сигнала

Для обоснования алгоритмов синхронизации рассмотрим модель принимаемого сигнала.

В стандарте DVB-T предусмотрена следующая структура OFDM-символа [4]. Используется $K=1705$ (режим 2К) или $K=6817$ (режим 8К) поднесущих; длительность символа T_u составляет 224 мкс для режима 2К и 896 мкс - для режима 8К. Длительность защитного интервала может принимать значения $T_u/4$, $T_u/8$, $T_u/16$ и $T_u/32$. Период дискретизации $T = 7/64$ мкс, таким образом, количество отсчетов на один символ N составляет 2048 и 8192 для режимов 2К и 8К соответственно. Размерность БПФ совпадает с количеством отсчетов, а амплитуды гармоник, не входящие в символ, принимаются равными нулю. В режиме 8К символьная скорость в четыре раза меньше, следовательно, плотность расположения поднесущих в четыре раза выше (расстояние между поднесущими $\omega_c=1116$ Гц для режима 8К и $\omega_c=4464$ Гц для режима 2К). Защитный интервал содержит точную копию конечной части следующего за ним символа.

Передаваемый OFDM-символ может быть представлен в виде:

$$\dot{s}_s(t) = \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} \dot{X}(i) e^{j\omega_i t}, \quad (1)$$

где $\dot{X}_i$ - комплексная амплитуда i -ой гармоники, определяемая выбранным законом модуляции данных (QPSK, QAM16 или QAM64 – для стандарта DVB-T); ω_i - ее частота.

После введения защитного интервала выражение (1) принимает вид:

$$\dot{s}_s(kT) = \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} \dot{X}(i) e^{j\omega_i(kT-T_g)},$$

На рис. 1. представлена структура OFDM-символа в стандарте DVB-T.

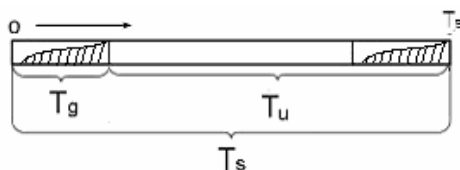


Рис. 1. Структура OFDM-символа в стандарте DVB-T.

Сигнал на входе приемника может быть представлен в виде:

$$\begin{aligned} \dot{r}(t) &= \dot{s}_s(t-\tau) e^{j(\Delta\omega t + \varphi_0)} + \dot{n}(t) = \\ \dot{s}_s(t-\tau) e^{j[(n+\delta_\omega)\omega_c t + \varphi_0]} + \dot{n}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь τ - задержка между передачей и приемом сигнала, $\Delta\omega = (n_\omega + \delta_\omega)\omega_c$, где n_ω - целая, а δ_ω - дробная часть частотного сдвига (в единицах расстояния между поднесущими); φ_0 - начальная фаза опорного генератора, $n(t)$ - шумовая составляющая входного сигнала.

Алгоритм грубой временной и точной частотной синхронизации

В основу алгоритма положен метод максимального правдоподобия. Алгоритм базируется на корреляционных свойствах OFDM-символа и защитного интервала.

До введения защитного интервала отсчеты $r(k) = r(kT)$ сигнала $r(t)$ предполагается гауссовским случайным процессом. После введения защитного интервала:

$$E(\dot{r}(k) \cdot \dot{r}^*(l)) = \begin{cases} \sigma_s^2 + \sigma_n^2, & \text{при } k = l \\ \sigma_s^2 e^{-2j\pi\delta_\omega}, & \text{при } k - l = N \\ 0, & \text{в остальных случаях} \end{cases} \quad (3)$$

(Здесь E - символ усреднения).

Обозначим корреляционную функцию

$$R(\theta) = \sum_{k=\theta-N_g}^{\theta-1} \dot{r}(k) \cdot \dot{r}^*(k-N).$$

Тогда исходя из (2) и (3), можно заключить, что $E(|R(\theta)|)$ будет иметь максимум при $\theta = \hat{\theta}$, соответствующем началу очередного символа, и $E(R(\hat{\theta})) = N_g \sigma_s^2 e^{-2j\pi\delta_\omega}$. Таким образом, момент начала символа можно определить путем поиска значения $\hat{\theta}$ аргумента функции $R(\theta)$, при котором ее модуль максимален, а оценка частотного рассогласования вычисляется как

$$\hat{\delta}_\omega = \frac{1}{2\pi} \arg(R(\hat{\theta})).$$

Рассмотренный алгоритм, в отличие от оптимального алгоритма оценки частотного сдвига и временного рассогласования, предложенного в [1] и [2], не требует знания отношения сигнал/шум (ОСШ), которое зачастую является неизвестным или требует предварительной оценки.

Функция правдоподобия согласно оптимальному алгоритму имеет вид:

$$\lambda(\theta) = 2 \left| \sum_{k=\theta-N_g}^{\theta-1} \dot{r}(k) \dot{r}^*(k-N) \right| - \rho \sum_{k=\theta-N_g}^{\theta-1} (|\dot{r}(k)|^2 + |\dot{r}(k-N)|^2),$$

$$\rho = \frac{q}{q+1}, \text{ где } q - \text{ОСШ.}$$

Заметим, что величина

$$\sum_{k=\theta-N_g}^{\theta-1} (|\dot{r}(k)|^2 + |\dot{r}(k-N)|^2) = 2\mathcal{E}(\theta)$$

представляет собой удвоенную энергию сигнала на интервале $(\theta - N_g; \theta)$. При больших N_g ее можно считать не зависящей от θ . И тогда предлагаемый алгоритм сводится к описанному выше.

На рис. 2 представлены зависимости энергии $\mathcal{E}(\theta)$ (сплошной линией) и модуля корреляционной функции $|R(\theta)|$ (пунктиром), полученные в результате машинного моделирования.

Моделирование производилось при следующих условиях: длина реализации - 1000 символов; режим передачи - $2K$; длина защитного интервала - $T_g = T_u/4$; модуляция поднесущих - QPSK; частота дискретизации сигнала $4/T_u$; канал предполагается идеальным.

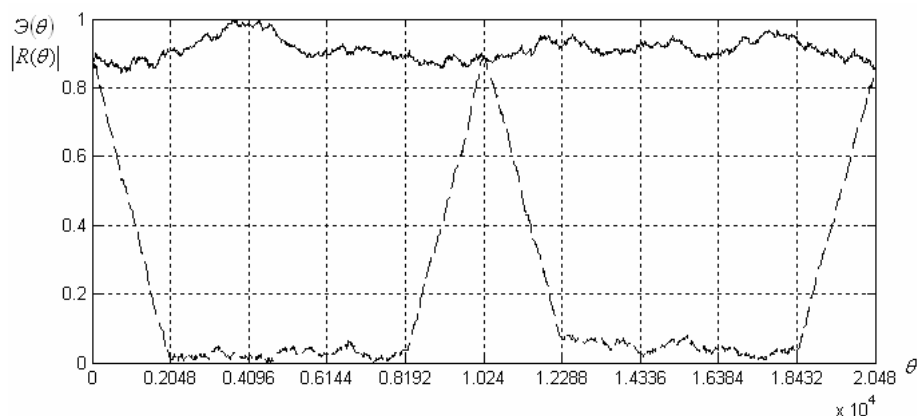
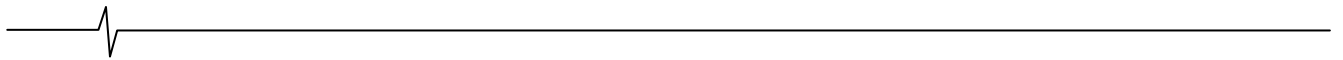


Рис. 2. Экспериментальные зависимости нормированной энергии $\mathcal{E}(\theta)$ (сплошной линией) и модуля нормированной корреляционной функции $|R(\theta)|$ (пунктиром), нормированных на величину максимального значения энергии. θ - время в единицах дискретных отсчетов.



Анализ статистических характеристик $\mathcal{E}(\theta)$ показал, что данная величина претерпевает несущественные флуктуации, что подтверждает предположение о постоянстве энергии сигнала. Одним из способов снижения влияния ОСШ на оценку времени запаздывания θ является усреднение полученных оценок по ансамблю реализаций (символов). Таким образом, усреднённые оценки времени запаздывания и частотного рассогласования при использовании предложенного алгоритма близки к оптимальным.

Как показали экспериментальные исследования, влияние временного рассогласования не оказывает существенного влияния на ошибку определения частотного сдвига δ_ω . При аппаратной реализации алгоритма целесообразно производить поиск максимума функции $|R(\theta)|^2$.

Рассмотренный алгоритм можно реализовать при помощи знакового способа определения оценок искомых параметров, т.е. использующий только знаки значений $r(k)$. При этом действительная и мнимая части произведения $r(k)r^*(k-N)$ будут принимать значения 1, 0 или -1. Для вычисления аргумента корреляционной функции $R(\theta)$ в целочисленном базисе целесообразно использовать алгоритм семейства CORDIC [3].

На рис. 3 и 4 приведены экспериментальные зави-

симости ошибки определения начала символа и частотного рассогласования от ОСШ, соответственно при использовании знакового и числового корреляторов.

Как видно из рис 3 и 4, применение знакового коррелятора для определения начала символа во временной области дает большую точность при меньших аппаратных затратах. Однако при определении частотного рассогласования точность знакового коррелятора оказывается значительно ниже, чем числового при смещении полученной оценки.

Разрешением сложившейся дилеммы может служить применение комбинированного алгоритма, при котором вычисление корреляционной суммы как по знаковому, так и по числовому алгоритмам производится параллельно. Смещение начала символа $\hat{\theta}$ определяется при помощи знакового коррелятора, а частотная расстройка - при помощи числового в момент максимума знаковой корреляционной функции. Такой подход позволяет сочетать достоинства знакового и числового корреляторов и дает по сравнению с последним дополнительный выигрыш по точности определения δ_ω .

На рис. 5 приведена функциональная схема системы грубой синхронизации по времени и точной по частоте,

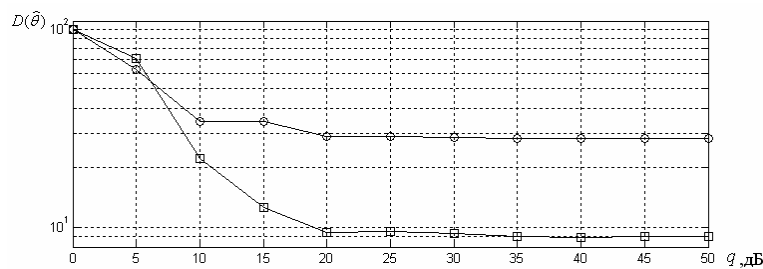


Рис. 3. Экспериментальная зависимость дисперсии ошибки определения начала символа $D(\hat{\theta})$ от ОСШ (дБ) при применении знакового (—■—) и числового (—○—) корреляторов. По оси ординат - единицы дискретных отсчетов АЦП.

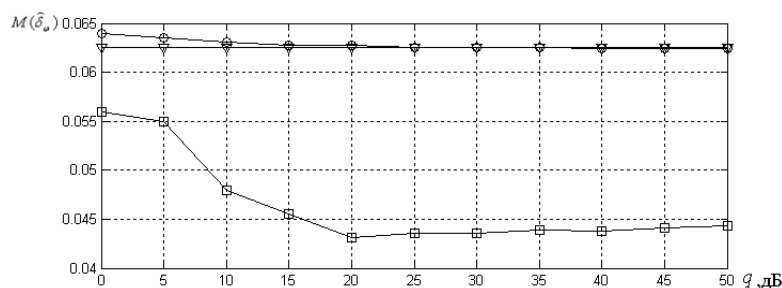


Рис. 4. Экспериментальная зависимость среднего значения оценки относительного частотного рассогласования $M(\hat{\delta}_\omega)$ от ОСШ при применении знакового (—■—) и числового (—○—) корреляторов; —▽— - истинное значение частотного рассогласования.

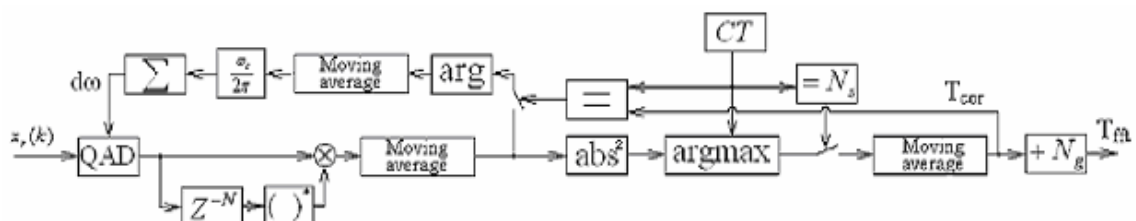


Рис. 5. Функциональная схема системы грубой синхронизации по времени и точной по частоте.

На рис. 5. приняты следующие обозначения: $x_r(k)$ - отсчеты OFDM-сигнала на промежуточной частоте. QAD - квадратурно-амплитудный демодулятор; $r(k)$ - отсчеты дискретных сигналов на выходе квадратурного демодулятора; $()^*$ - операция комплексного сопряжения. Moving average - усреднение по методу скользящего среднего; abs^2 - вычисление квадрата абсолютного значения; arg - вычисление аргумента комплексного числа; argmax - выборка значения счетчика тактов CT (числа отсчетов), соответствующего максимуму квадрата модуля корреляционной суммы; T_{cor} - момент времени коррекции частоты, который вычисляется при значении CT , равном N_s - количеству отсчетов в символе, Σ - накапливающий сумматор; $T_{fft} = T_{cor} + N_g$ - момент начала вычисления БПФ;

Время вхождения в синхронизм по началу символа и частоте, а также ошибки синхронизации определяются постоянной времени усреднения. Экспериментально установлено, что минимальная ошибка достигается при постоянной времени, равной 16 символам; дальнейшее увеличение интервала усреднения не даст существенного эффекта.

На рис. 6 приведены зависимости относительной расстройки гетеродина от времени (а) и дисперсии ошибки слежения по частоте от ОСШ (б) при постоянной времени фильтра $\tau/T=4$.

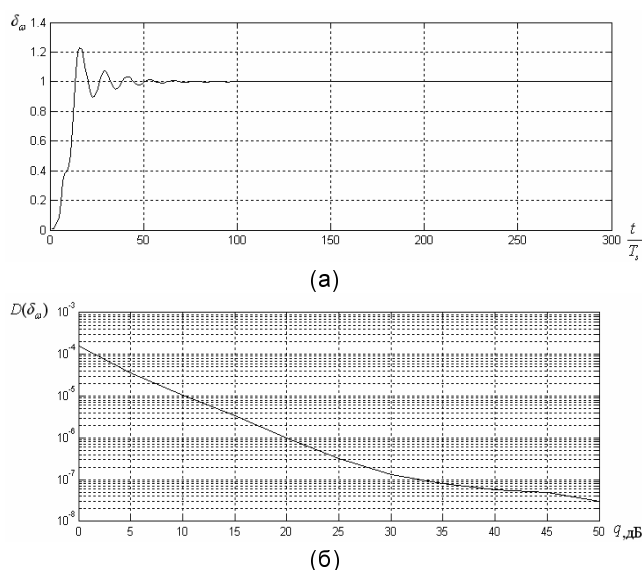


Рис. 6. Зависимости относительной расстройки гетеродина от времени (а) и дисперсии ошибки слежения по частоте от ОСШ (б) при постоянной времени фильтра $\tau/T=4$.

Экспериментально установлено, что синтезированный комбинированный алгоритм точной частотной и грубой временной синхронизации обеспечивает необходимую точность синхронизации во всем диапазоне ОСШ, предусмотренном стандартом DVB-T.

Алгоритм грубой частотной синхронизации

При работе алгоритма подстройки частоты, описанного выше, частотное рассогласование может быть кратно расстоянию между поднесущими $N_\omega \omega_c$. Оценка этого рассогласования возможна путем анализа сдвига

спектра сигнала в частотной области. Для этого используем пилотные поднесущие, комплексные амплитуды которых известны заранее. Обозначим как l_k номер k -того стационарного пилота в спектре OFDM-сигнала [4]. Амплитуда пилотов на передающей стороне превышает амплитуду поднесущих, на которых предаются данные, в 4/3 раза, а их фаза равна 0 или π , в зависимости от значения псевдослучайной последовательности (ПСП), одинаковой для каждого из символов (см. [3]). Фаза поднесущих с данными случайна и определяется законом модуляции (QPSK, QAM16, QAM64). Комплексная амплитуда k -ой принятой поднесущей:

$$X_r(k) = X(k - n_\omega)H(k) \exp[-j(k\omega_c dt + \varphi_0)] = X(k - n_\omega)H(k) \exp(-j2\pi\delta_i k / N + \varphi_0), \quad (6)$$

$$k \in (-(K-1)/2; (K-1)/2).$$

Здесь мы пренебрегаем искажениями, вносимыми малой расстройкой по частоте, φ_0 - начальная фаза генератора; $H(k)$ - отсчеты комплексной частотной характеристики (ЧХ) канала; $\delta_i = dt / T$ - относительное рассогласование по времени. Таким образом, в частотной области сигнал смещается на n_ω отсчетов.

Для оценки смещения спектра запишем сумму

$$F(m) = \sum_{l=1}^{s-1} w(I_l) X_r(m + I_l) w(I_{l+1}) X_r^*(m + I_{l+1}) = \sum_{l=1}^{s-1} w(I_l) H(m + I_l) X(m + I_l) w(I_{l+1}) H^*(m + I_{l+1}) X^*(m + I_{l+1}) = \sum_{l=1}^{s-1} A(m, l) \exp(\varphi_{ch}(m + I_l) - \varphi_{ch}(m + I_{l+1}) + 2\pi\delta_i(I_l - I_{l+1}) + \Delta\varphi), \quad (7)$$

$$A(m, l) = |H(m + I_l)| |X(m + I_l)| |H(m + I_{l+1})| |X(m + I_{l+1})|,$$

где $\varphi_{ch}(k)$ - отсчеты фазовой характеристики; $X_r(k)$ - амплитуда k -той гармоники на выходе БПФ; $w(k) = \pm 1$ в соответствии с ПСП [3].

Слагаемое $2\pi\delta_i(I_l - I_{l+1})$ в показателе экспоненты обусловлено временным рассогласованием, а $\Delta\varphi$ - разностью фаз гармоник в передаваемом сигнале без учета ПСП, то есть для пилотов $\Delta\varphi = 0$, а для данных - случайная величина. ЧХ канала можно считать медленно меняющейся функцией частоты; таким образом, фаза $\varphi_{ch}(k)$ меняется незначительно от одного пилота к другому. Тогда аргумент произведения под знаком суммы будет мало отличаться от нуля в случае, когда m совпадает с номером первой поднесущей (то есть все $X_r(m + I_l)$ соответствуют пилотам), а иначе он будет случайным. Тогда номером 1-й гармоники в спектре будет являться m , соответствующее максимуму модуля функции $F(m)$.

На рис. 7 и 8 приведены функциональные схемы вычислителя функции $F(m)$ и определения частотного сдвига, кратного расстоянию между поднесущими.

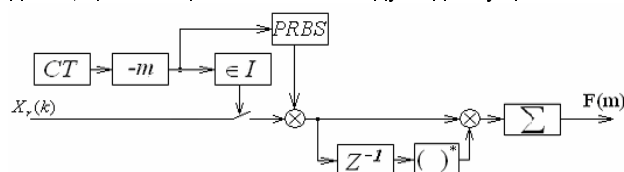
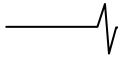


Рис. 7. Функциональная схема вычислителя функции $F(m)$.



Счетчик СТ производит счет номера текущей поднесущей. Замыкание ключа происходит, когда значение (СТ- m) входит в множество позиций стационарных пилотов. Звено PRBS формирует отсчеты $w(CT-m) = \pm 1$ в соответствии с ПСП.

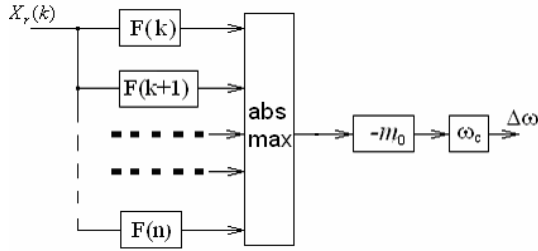


Рис. 8. Функциональная схема определения частотного сдвига, кратного расстоянию между поднесущими.

Схема осуществляет параллельное вычисление значений $F(k) \dots F(n)$, где k и n соответствуют минимальному и максимальному значениям рассогласования передатчика и приемника. abs max - вычисление значения m , соответствующего максимуму модуля $F(m)$. Значение рассогласования вычисляется как $\Delta\omega = (m-m_0)\omega_c$, где m_0 - индекс первой поднесущей при отсутствии смещения по частоте.

Таким образом перестройка гетеродина квадратурного демодулятора QAD в момент времени $CT = T_{cor}$ производится дополнительно на величину $\Delta\omega = (m-m_0)\omega_c$, где m_0 - индекс первой поднесущей при отсутствии смещения по частоте. Чтобы избежать неустойчивости системы, вследствие задержки вычисления $\Delta\omega$ относительно изменения частоты QAD, следует использовать дополнительную низкочастотную фильтрацию оценки.

Аппаратная реализация рассмотренного алгоритма требует использования определенного количества $(n-k)$ каналов для определения $F(k)$. Количество каналов определяется максимально возможным частотным рассогласованием между приемником и передатчиком. Возможна также реализация одноканальной или комбинированной схемы с последовательным сканированием всего диапазона возможной частотной расстройки. Однако применение подобных схем существенно увеличивает время вхождения в синхронизм. Экспериментально установлено, что алгоритм грубой частотной синхронизации работоспособен до ОСШ 10 дБ.

Алгоритм точной временной синхронизации

В установившемся режиме ошибка схемы грубой временной синхронизации не превышает величину одного дискретного отсчета. Поднесущие в спектре OFDM-символа принимают вид (6). Временной сдвиг OFDM-символа, как известно, приводит к смещению фазы на всех поднесущих.

Сдвиг фазы для k -ой поднесущей: $\varphi_k = -j2\pi\delta k/N$.

Таким образом, задача оценки и компенсации точного временного сдвига сигнала сводится к определению фазового рассогласования. Разность фаз между первой и последней поднесущими (они являются пилотами) равна:

$$\begin{aligned} d\varphi &= \arg(X_r(-(K-1)/2)X_r^*((K-1)/2)) = \\ &= 2\pi\delta_i(K-1)/N + \varphi_{ch}(-(K-1)/2) - \varphi_{ch}((K-1)/2) \end{aligned} \quad (8)$$

Вследствие того, что корректируемый временной сдвиг меньше одного дискретного отсчета АЦП, возможны два пути решения задачи коррекции: использование интерполяции во временной области или коррекция фаз поднесущих - в частотной области. Первый способ характеризуется значительными вычислительными затратами и дополнительными ошибками, вносимыми интерполятором. Поэтому более подробно остановимся на втором способе.

Коррекция каждого отсчета спектра на множитель $\exp(jkd\varphi/(K-1))$ приведет к виду:

$$\begin{aligned} X_r'(k) &= X(k)H(k)\exp[j(k\Delta\varphi_{ch}/(K-1) + \varphi_0)] = \\ &= X(k)H'(k), k \in (-(K-1)/2; (K-1)/2) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\Delta\varphi_{ch} = \varphi_{ch}(-(K-1)/2) - \varphi_{ch}((K-1)/2);$$

$$H'(k) = H(k)\exp[j(k\Delta\varphi_{ch}/(K-1) + \varphi_0)]$$

В спектре (9) влияние временного сдвига компенсировано, а изменения, вносимые в частотную характеристику канала $H'(k)$, не зависят от этого сдвига и будут компенсированы схемой коррекции канала так же, как и влияние начальной фазы генератора.

Так как вследствие искажения спектра сигнала при его распространении в канале разности фаз между соседними поднесущими могут существенно различаться, то для избежания ошибочности оценки результаты измерения фазовых сдвигов между соседними стационарными пилотами следует усреднить.

На рис. 9. приведена функциональная схема алгоритма точной временной синхронизации.

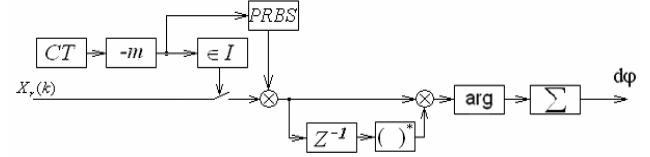


Рис. 9. Функциональная схема алгоритма точной временной синхронизации.

Звенья схемы работают аналогично, описанным выше.

Экспериментально установлено, что удовлетворительная точность достигается при усреднении по восьми символам, дальнейшее повышение не дает существенного выигрыша в точности. На рис. 10 представлена экспериментальная зависимость дисперсии ошибки определения $d\varphi$ от ОСШ.

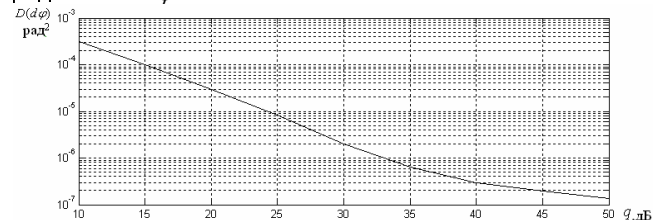


Рис. 10. Экспериментальная зависимость дисперсии ошибки определения $d\varphi$ от ОСШ.

Экспериментально установлено, что точность алгоритма точной временной синхронизации, благодаря усреднению фазового сдвига по всем поднесущим, остается в допустимых пределах вплоть до ОСШ 10 дБ.

Анализ работоспособности алгоритмов в условиях межсимвольной интерференции

Анализ работоспособности алгоритмов при наличии межсимвольной интерференции МСИ проводился согласно рекомендациям стандарта DVB-T [4] для числа лучей, равного 20. На рис. 11-13 приведены зависимости ошибок синхронизации от ОСШ для описанных выше алгоритмов синхронизации при отсутствии и наличии МСИ.

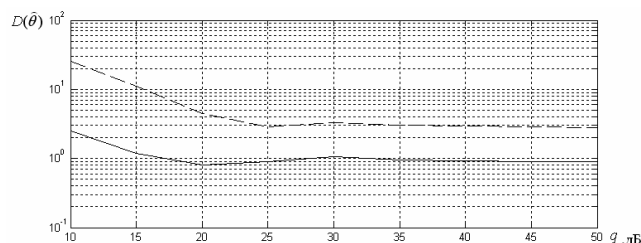


Рис. 11. Экспериментальные зависимости дисперсии ошибки определения начала символа (в единицах дискретных отсчетов) от ОСШ при отсутствии (сплошной линией) и наличии (пунктиром) МСИ. Постоянная времени усреднения - 16 символов.

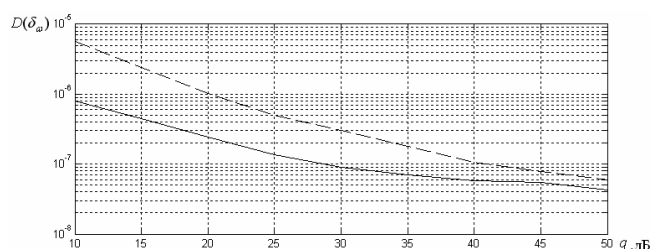


Рис. 12. Экспериментальные зависимости ошибки слежения по частоте от ОСШ при отсутствии (сплошной линией) и наличии (пунктиром) МСИ. Постоянная времени усреднения - 4 символа.

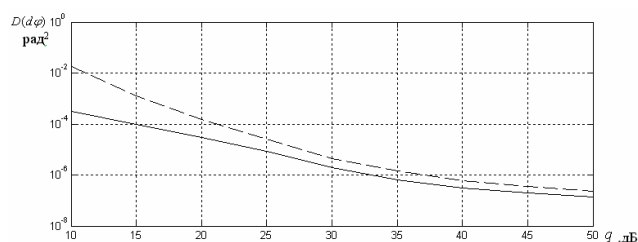


Рис. 13. Экспериментальные зависимости ошибки определения разности фаз между первой и последней поднесущими от ОСШ при отсутствии (сплошной линией) и наличии (пунктиром) МСИ.

На основании экспериментов, проведенных с использованием синтезированных сигналов, установлено, что предложенные алгоритмы сохраняют работоспособность в условиях МСИ, рекомендуемых стандартом DVB-T вплоть до ОСШ 10 дБ.

Заключение

В работе проведен синтез и анализ алгоритмов частотной и временной синхронизации при приеме OFDM-сигналов в стандарте DVB-T, а также их моделирование на ЭВМ в целочисленном базисе. Произведена оценка рабочих характеристик алгоритмов, а также обозначены способы их аппаратной реализации. Синтезированные алгоритмы синхронизации сохраняют приемлемую точность вплоть до ОСШ 10 дБ и в условиях межсимвольной интерференции.

Литература

1. M. Sandell, J.-J. van de Beek and P.O. Borjesson, "Timing and frequency synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix", in Proceedings 1995, pp 16-19.
2. Jan-Jaap van de Beek, Magnus Sandell, and Per Ola Borjesson, "ML Estimation of Timing and Frequency Offset in Multicarrier Systems", Research report. Div. of Signal Processing, Lulea University of Technology, Sweden, 1996.
3. А.В. Захаров, В.М. Хачумов, "Алгоритмы CORDIC. Современное состояние и перспективы", Труды международной конференции «Программные системы: теория и приложения», Переславль-Залесский, М.: Физматлит, 2004, т.1, с. 353-372
4. "Digital Video Broadcasting (DVB). Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television.", ETSI EN 300 744 v.1.5.1 (2004-11) European standart (Telecommunication series).
5. P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," IEEE Trans. Commun., vol. 42, pp. 2908–2914, Oct. 1994.
6. Hanli Zou, McNair B., Daneshrad B., "An integrated OFDM receiver for high-speed mobile data communications"; Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM '01. IEEE, Volume 5, 25-29 Nov. 2001 Page(s):3090 - 3094 vol. 5.
7. Keller T.; Piazzo L.; Mandarini P.; Hanzo L.; "Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for frequency-selective fading channels"; Selected Areas in Communications, IEEE Journal on Volume 19, Issue 6, June 2001 Page(s):999 – 1008.
8. K. Wang, M. Faulkner, J. Singh and I. Tolochko, "A Synchronization Scheme for OFDM-WLANs", in the 3rd ATcr Telecommunications and Networking Conference, Melbourne, Australia, Dec. 2003.
9. H. Zou, B. McNair, B. Daneshrad, "An integrated OFDM receiver for high-speed mobile data communications," Proceedings of the 2001 IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom 2001), San Antonio, TX, 25-29 November 2001, vol. 5, pp. 3090–3094.
10. T. M. Schmidl, D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, Dec. 1997.
11. J.-J. Kim, Y.-J. Ryu, H.-S. Oh, D.-S. Han, "Frame selection algorithm with adaptive FFT input for OFDM systems Communications", 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on Volume 1, Issue, 2002, pp. 187–191.

АЛГОРИТМ ХЭНДОВЕРА В СЕТИ MOBILE WiMAX

*Моисеев С.Н., Филин С.А., Кондаков М.С.***Введение**

Беспроводная сеть передачи данных Mobile WiMAX [1] будет использоваться в качестве сотовой сети. Следовательно, алгоритмы хэндовера будут играть большую роль в сети Mobile WiMAX. Стандарт IEEE 802.16 [2] уделяет большое внимание механизмам обеспечения требований по качеству обслуживания (QoS – quality of service) пользователей. Соответственно, алгоритм хэндовера также должен участвовать в обеспечении требований QoS.

Традиционные алгоритмы хэндовера принимают решение по уровню принимаемого сигнала или по отношению «сигнал/(шум+помеха)» (ОСШП). В качестве сектора, обслуживающего пользователя, выбирается сектор с максимальным значением ОСШП. Такой подход имеет два ключевых недостатка. Во-первых, не учитываются требования QoS. Во-вторых, он не учитывает загрузки секторов. В [3] предложен алгоритм хэндовера в сотовой сети, балансирующий нагрузку. Целью этого алгоритма является минимизация разности загрузок разных секторов. Тем не менее, такая целевая функция не приводит к минимизации загрузки секторов.

В [10] была предложена модель загрузки беспроводной сети передачи данных на основе множественного доступа с частотно-временным разделением (OFDMA – orthogonal frequency division multiple access). Модель включает загрузку прямого и обратного каналов, загрузку сектора и сети. В этой статье предлагается алгоритм хэндовера в беспроводной сети передачи данных Mobile WiMAX, обеспечивающий выполнение требований QoS пользователей и балансирующий нагрузку секторов сети. Последнее свойство алгоритма приводит к существенному увеличению пропускной способности сети Mobile WiMAX.

Модель загрузки

Предполагается, что беспроводная сеть передачи данных Mobile WiMAX состоит из нескольких секторов и нескольких пользователей. Сектора передают данные пользователям в прямом канале, а пользователи передают данные секторам в обратном канале. Сектора и пользователи имеют ограничения на максимальные значения мощности передачи. Пользователь может иметь несколько сервисных потоков прямого канала и несколько сервисных потоков обратного канала. Сервисный поток – это поток блоков данных некоторого сервиса.

Беспроводная сеть использует технологию передачи данных на ортогональных по частоте поднесущих (OFDM – orthogonal frequency division multiplexing), множественный доступ OFDMA и временной дуплекс. Каж-

Предложен алгоритм хэндовера в беспроводной сети передачи данных Mobile WiMAX. Основные преимущества предложенного алгоритма заключаются в том, что он обеспечивает выполнение требований по качеству обслуживания пользователей, а также балансирует нагрузку секторов сети. Предложенный алгоритм обеспечивает существенный выигрыш в пропускной способности сети Mobile WiMAX по сравнению с традиционными алгоритмами хэндовера, принимающими решение по мощности принимаемых сигналов или по отношению «сигнал/(шум + помеха)».

дый сектор использует кадры для передачи данных прямого и обратного каналов. Кадр состоит из кадра прямого канала и кадра обратного канала. Положение границы между кадрами прямого и обратного каналов может адаптивно меняться. Во временной области кадр состоит из символов OFDM, а в частотной области – из поднесущих.

Будем рассматривать структуру кадра с частотным разнесением. В этом случае, поднесущие, назначенные пользователю, псевдослучайно разносятся по всему спектру сигнала OFDM. При этом, хотя пользователю назначается только часть поднесущих, его условия приёма характеризуются средними по символу OFDM условиями. Описание системы Mobile WiMAX, технологии OFDM и множественного доступа OFDMA на русском языке доступно в [4], [5].

Блоки данных сервисного потока должны передаваться так, чтобы удовлетворялись требования QoS этого сервисного потока. Набор требований QoS каждого сервисного потока включает минимальную среднюю скорость передачи, максимальную среднюю задержку и максимальную вероятность ошибки. Все эти требования QoS в системе Mobile WiMAX могут быть удовлетворены выбором соответствующего значения мощности передачи [6] – [9].

В системе Mobile WiMAX доступны следующие параметры адаптации: положение границы между кадрами прямого и обратного каналов, схемы кодирования и модуляции, а также значения мощности передачи.

Будем использовать наше определение модели загрузки системы [10]. Загрузка равна минимальному размеру нормализованных общих ресурсов системы, необходимых пользователям. Минимальный размер общих ресурсов системы нормализован на размер всех общих ресурсов системы. Минимальный размер нормализованных общих ресурсов системы, необходимых пользователям, вычисляется при условии выполнения требований QoS всех пользователей.

В соответствии с моделью [10], для вычисления каждой из загрузок (прямого и обратного каналов, сектора и сети)

используется следующий подход. Сначала записывается выражение для величины нормализованных общих ресурсов сети, потребляемых всеми пользователями, как функция от параметров адаптации. Затем это выражение минимизируется по параметрам адаптации при ограничении на индивидуальные ресурсы сети при условии выполнения требований QoS для всех пользователей.

Модель загрузки обратного канала. Общим ресурсом системы в этом случае является частотно-временной ресурс кадра обратного канала. Мощности передачи определяются индивидуальными ресурсами системы. Параметры адаптации включают схемы кодирования и модуляции, а также мощности передачи.

Потребляемый пользователями нормализованный общий системный ресурс обратного канала s^{UL} может быть записан как

$$s^{UL} = S^{UL} / S_{max}^{UL},$$

где S^{UL} – частотно-временной ресурс обратного канала, потребляемый пользователями, а S_{max}^{UL} – весь частотно-временной ресурс обратного канала.

Для нахождения загрузки обратного канала u^{UL} необходимо решить следующую задачу условной оптимизации

$$u^{UL} = \min_{q^{UL}, p^{UL}} (s^{UL}), P_i^{UL} \leq P_{max,i}^{UL}, p_{i,j}^{UL} \geq p_{i,j}^{QoS}, \quad (1)$$

где q^{UL} – множество схем кодирования и модуляции, назначенных сервисным потокам в обратном канале, p^{UL} – множество значений мощности передачи, назначенных сервисным потокам в обратном канале. P_i^{UL} и $P_{max,i}^{UL}$ – мощность передачи и максимальное значение мощности передачи пользователя i , $p_{i,j}^{UL}$ – значение мощности передачи, назначенное сервисному потоку j пользователя i , а $p_{i,j}^{QoS}$ – минимальное значение мощности передачи, которое должно быть назначено сервисному потоку j пользователя i для того, чтобы удовлетворить требования QoS этого сервисного потока.

Модель загрузки прямого канала. Общими ресурсами системы в этом случае являются частотно-временной ресурс кадра прямого канала, а также мощность передачи сектора. Параметры адаптации, как и для обратного канала, включают схемы кодирования, а также модуляции и мощности передачи.

Нормализованный общий частотно-временной ресурс s^{DL} может быть получен как

$$s^{DL} = S^{DL} / S_{max}^{DL},$$

где S^{DL} – частотно-временной ресурс кадра прямого канала, потребляемый всеми пользователями, а S_{max}^{DL} – весь частотно-временной ресурс кадра прямого канала.

Нормализованный общий мощностной ресурс прямого канала ρ^{DL} равен

$$\rho^{DL} = P^{DL} / P_{max}^{DL},$$

где P^{DL} – мощность прямого канала, потребляемая всеми пользователями, а P_{max}^{DL} – максимальная мощность передачи сектора.

Для получения загрузки прямого канала u^{DL} необходимо объединить два разнородных общих системных

ресурса, а именно частотно-временной ресурс s^{DL} и мощностной ресурс ρ^{DL} . Это невозможно сделать с помощью линейной функции. Наилучшей нелинейной функцией для этого является $\max(s^{DL}, \rho^{DL})$ [10]. Соответственно, выражение для потреблённого ресурса прямого канала U^{DL} имеет вид

$$U^{DL} = \max(s^{DL}, \rho^{DL}).$$

Для нахождения загрузки прямого канала u^{DL} необходимо решить следующую задачу условной оптимизации

$$u^{DL} = \min_{q^{DL}, p^{DL}} (U^{DL}), p_{i,j}^{DL} \geq p_{i,j}^{QoS}, \quad (2)$$

где q^{DL} – множество схем кодирования и модуляции, назначенных сервисным потокам в прямом канале, p^{DL} – множество значений мощности передачи, назначенных сервисным потокам в прямом канале; $p_{i,j}^{DL}$ – значение мощности передачи, назначенное сервисному потоку j пользователя i , а $p_{i,j}^{QoS}$ – минимальное значение мощности передачи, которое должно быть назначено сервисному потоку j пользователя i для того, чтобы удовлетворить требования QoS этого сервисного потока.

Модель загрузки сектора и сети. Общими ресурсами сектора являются ресурсы прямого и обратного каналов. К параметрам адаптации прямого и обратного каналов добавляется новый параметр, а именно положение границы t между кадрами прямого и обратного каналов. Соответственно, загрузка сектора с номером k равна

$$u_k = \min_t [\max(u_k^{UL}, u_k^{DL})]. \quad (3)$$

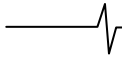
Загрузка всей сети, включающей K секторов, характеризуется множеством загрузок её секторов

$$\mathbf{u} = \{u_1, u_2, \dots, u_K\}.$$

Алгоритм хэндовера

Опишем предлагаемый алгоритм хэндовера в беспроводной сети передачи данных Mobile WiMAX, включающей K секторов. Основной целью алгоритма является перераспределение нагрузки на перегруженные сектора между остальными секторами сети, т.е. устранение перегрузки. В некоторых случаях невозможно устранить перегрузку в секторах из-за специфического расположения пользователей. Для этих секторов необходимо максимально уменьшить их загрузку. Алгоритм хэндовера, достигающий эту цель, максимизирует ёмкость сети. В реальной системе выполнение алгоритма хэндовера занимает некоторое время. Поэтому, увеличение трафика может привести к перегрузке в секторах, которые практически полностью загружены. Второй целью алгоритма хэндовера является балансирование загрузки в не перегруженных секторах. Соответственно, определим оптимальный алгоритм хэндовера как алгоритм, минимизирующий максимальную загрузку во всех подмножествах множества секторов сети Mobile WiMAX, начиная с подмножества с максимальным количеством секторов и заканчивая подмножествами с минимальным количеством секторов.

Предлагается следующий оптимальный алгоритм хэндовера в беспроводной сети передачи данных Mobile



WiMAX. Обозначим $V^{old} = \{V_1^{old}, V_2^{old}, \dots, V_M^{old}\}$ – текущий набор обслуживающих секторов, где V_i^{old} – обслуживающий сектор пользователя i , M – количество пользователей в сети Mobile WiMAX. Результатом оптимального алгоритма хэндовера будет новый набор $V^{new} = \{V_1^{new}, V_2^{new}, \dots, V_M^{new}\}$ обслуживающих секторов. Новый набор должен минимизировать максимальную загрузку сектора во всех подмножествах множества секторов $\{1, 2, \dots, K\}$ при условии выполнения требований QoS всех M пользователей сети Mobile WiMAX.

Для каждого пользователя i определим набор его целевых секторов Ξ_i следующим образом. В набор Ξ_i будем включать только те сектора, в которых требования QoS выполняются для этого пользователя. Требования QoS выполняются для пользователя i в секторе k , если его индивидуальная загрузка в этом секторе $y_{k,i}$ не больше 1, а также выполняются условия (1) и (2). Индивидуальная загрузка $y_{k,i}$ пользователя i в секторе k равна загрузке сектора (3), при условии, что он обслуживает только одного этого пользователя.

Оптимальный алгоритм хэндовера выполняют в $K-1$ шагов. На первом шаге минимизируют максимальную загрузку сектора среди всех K секторов. Другими словами, находят набор обслуживающих секторов $V^{(1)}$ такой, что

$$V^{(1)} = \arg \min_v (\max u), \quad v_i^{(1)} \in \Xi_i, \quad i=1, 2, \dots, M.$$

После первого шага для найденного набора обслуживающих секторов $v = V^{(1)}$ имеем сектор $k^{(1)}$ с максимальной загрузкой

$$k^{(1)} = \arg \max_k u.$$

В этом секторе нельзя уменьшить нагрузку без увеличения максимальной загрузки среди K секторов. Поэтому сектор $k^{(1)}$ и все его пользователи исключают из дальнейшего рассмотрения.

На втором шаге минимизируют максимальную загрузку сектора среди оставшихся $K-1$ секторов. После второго шага опять имеем сектор $k^{(2)}$ с максимальной загрузкой, которая исключается из дальнейшего рассмотрения. В результате на последнем шаге $K-1$ имеем два оставшихся сектора. Минимизируем максимальное значение загрузки сектора для них.

Новый набор обслуживающих секторов v^{new} имеет вид

$$v^{new} = \omega_1^{new} \cup \omega_2^{new} \cup \dots \cup \omega_{K-2}^{new} \cup v^{(K-1)},$$

где набор ω_n^{new} , $n=1, \dots, K-2$, состоит из элементов $v_{l(n)}^{new} = k^{(n)}$, где $k^{(n)}$ – номер сектора, исключённого на шаге n , а $l(n)$ – номера пользователей, исключённых на шаге n ; $v^{(K-1)}$ – набор обслуживаемых секторов, найденный на шаге $K-1$.

После того, как новый набор обслуживающих секторов V^{new} найден, осуществляют процедуру хэндовера для пользователей с новым номером обслуживающего сектора $v_i^{new} \neq v_i^{old}$.

Предложенный оптимальный алгоритм хэндовера не осуществляет перебор всех подмножеств множества секторов $\{1, 2, \dots, K\}$. Вместо этого, он анализирует одно подмножество из K секторов, одно подмножество из $K-1$ секторов, ..., одно подмножество из двух секто-

ров. Тем не менее, он является оптимальным. Когда минимизируют максимальную нагрузку сектора среди l секторов, где $l=K, K-1, \dots, 3$, находят сектор $k^{(K-l+1)}$ с максимальным значением загрузки. Невозможно уменьшить максимальную загрузку сектора $k^{(K-l+1)}$ среди l секторов. Соответственно, невозможно уменьшить загрузку этого сектора среди любого подмножества множества этих l секторов, включающего сектор $k^{(K-l+1)}$. Поэтому сектор $k^{(K-l+1)}$ можно убрать из дальнейшего рассмотрения.

На каждом шаге оптимального алгоритма хэндовера необходимо находить набор обслуживающих секторов $V^{(n)}$. Для этого предлагается следующий быстрый алгоритм. Для каждого пользователя i ранжируют номера секторов из его набора целевых секторов Ξ_i в порядке возрастания индивидуальной загрузки. Начальным обслуживающим сектором пользователя i будет первый сектор из набора Ξ_i . После этого осуществляют следующую итеративную процедуру.

Первый шаг:

Выбирают сектор с максимальной загрузкой

$$k^* = \arg \max_k u,$$

где поиск k^* осуществляется только среди секторов, рассматриваемых на данном шаге алгоритма хэндовера.

Ранжируют пользователей сектора k^* в порядке убывания их индивидуальных загрузок в этом секторе.

Второй шаг:

Последовательно пробуют менять обслуживающие сектора пользователям сектора k^* , начиная с первого и заканчивая последним. Для каждого пользователя начинаем с первого и заканчиваем последним сектором из его набора целевых секторов Ξ_i .

После каждой смены обслуживающего сектора пользователя проверяют значение максимальной загрузки среди всех секторов, рассматриваемых на данном шаге алгоритма хэндовера.

Если новое значение максимальной загрузки сектора меньше чем загрузка сектора k^* , то изменение обслуживающего сектора для пользователя оставляют и переходят к первому шагу. В противном случае принимают следующую попытку.

Если для сектора k^* осуществили все попытки, и новые максимальные значения загрузки сектора были выше, чем первоначальная загрузка сектора k^* , то максимальную загрузку сектора в данном подмножестве секторов больше уменьшить нельзя. Соответственно, полученный вектор $V^{(n)}$ является решением на данном шаге алгоритма хэндовера.

Моделирование

Проанализируем характеристики предложенного быстрого алгоритма хэндовера методом моделирования беспроводной сети передачи данных Mobile WiMAX. Моделируемая сеть состоит из семи сот, где шесть сот окружают центральную соту. Коэффициент повторного использования частоты равен семи, радиус соты - 300м. Несущая частота - 2.4 ГГц, полоса сигнала - 10 МГц в каждой соте. Каждая сота содержит один сектор. Сектор имеет максимальную мощность пере-

дачи 20 Вт и всенаправленную антенну, а каждый пользователь имеет максимальную мощность передачи 1 Вт и также всенаправленную антенну. В качестве модели канала используем модель Vehicular B из [11].

Будем сравнивать предложенный алгоритм хэндовера с традиционным, основанным на ОСШП. В алгоритме, основанном на ОСШП, в качестве обслуживающего сектора выбирают сектор с максимальным значением ОСШП принимаемого пользователем сигнала. Алгоритм и процедуру хэндовера будем инициализировать раз в 20 мс для обоих алгоритмов. Будем использовать два сценария моделирования.

Первый сценарий служит для того, чтобы показать, как предложенный нами алгоритм борется с перегрузкой. В этом сценарии 28 пользователей распределяются в анализируемой сети. В процессе моделирования каждый пользователь движется со скоростью 60 км/час по траектории из 20 точек, выбранных псевдослучайно. У каждого пользователя один сервисный поток прямого канала и один сервисный поток обратного канала, каждый из которых имеет скорость трафика 120 кб/с.

Рис. 1 показывает максимальную среди семи секторов загрузку сектора в зависимости от номера кадра. Нижняя кривая соответствует предложенному в статье алгоритму, верхняя – традиционному алгоритму, а горизонтальная линия показывает критическое значение загрузки сектора, равное 1. Как видно из рис. 1, традиционный алгоритм достаточно часто приводит к перегрузке, т.е. к ситуации, когда требования QoS не выполняются для некоторых пользователей. Предложенный алгоритм сохраняет значение максимальной загрузки сектора ниже критического значения, т.е. непрерывно обеспечивает выполнение требований QoS для всех пользователей, распределяя нагрузку между секторами. Рис. 2 показывает среднюю загрузку секторов среди всех секторов за исключением сектора с максимальной загрузкой. Верхняя кривая соответствует алгоритму, предложенному в статье, а нижняя – традиционному алгоритму. Видно, что предложенный алгоритм распределяет нагрузку перегруженного сектора между остальными шестью секторами.

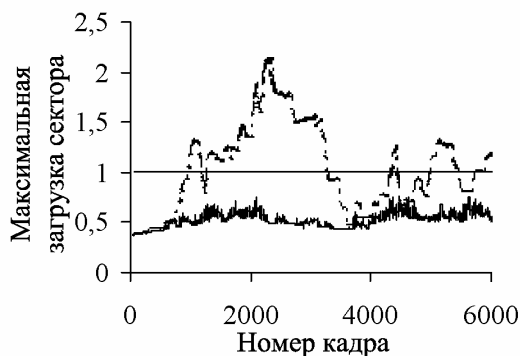


Рис. 1

Рассмотрим ситуацию, когда один сектор перегружен, а другие не полностью загружены. Перегруженный сектор

находится в режиме насыщения. Если добавлять новых пользователей в перегруженный сектор, то его пропускная способность не увеличится. Пропускная способность остальных секторов также не увеличится, так как в них не добавляются новые пользователи. Тем не менее, если передать часть пользователей перегруженного сектора в остальные сектора, то пропускная способность сети передачи данных вырастет.

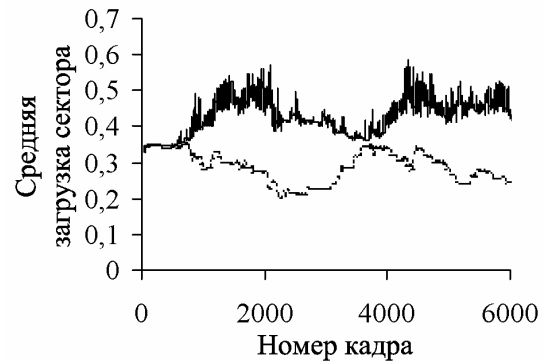


Рис. 2

Для иллюстрации выигрыша в пропускной способности сети используем второй сценарий моделирования. В этом сценарии псевдослучайно размещают 7 пользователей в зоне покрытия центрального сектора, определяемой по максимальному значению ОСШП. После этого увеличивают скорости трафиков этих пользователей.

Рис. 3 иллюстрирует загрузку центрального сектора в зависимости от суммарного трафика всех пользователей, который необходимо передавать в сети. Нижняя кривая соответствует предложенному алгоритму, верхняя кривая – традиционному, а горизонтальная линия – критическому значению загрузки. Традиционный алгоритм хэндовера, основанный на ОСШП, приводит к перегрузке при суммарном трафике 22 Мб/с, в то время как алгоритм, предложенный в данной статье, достигает перегрузки только при суммарном трафике 70 Мб/с.

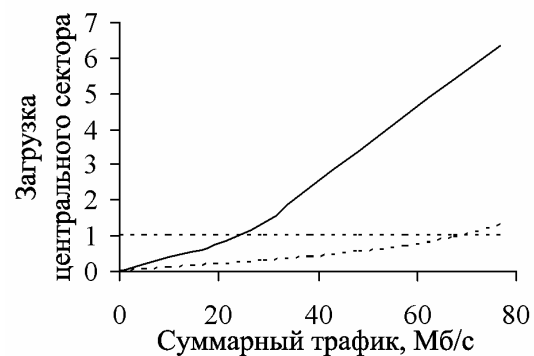


Рис. 3

Рис. 4 показывает пропускную способность сети в зависимости от суммарного трафика. Верхняя кривая соответствует предложенному алгоритму, а нижняя – традиционному. Традиционный алгоритм хэндовера, основанный на ОСШП, достигает максимального значения пропускной способности сети 22 Мб/с, в то время как предложенный в статье алгоритм достигает существенно большего значения пропускной способности, равного 70 Мб/с.

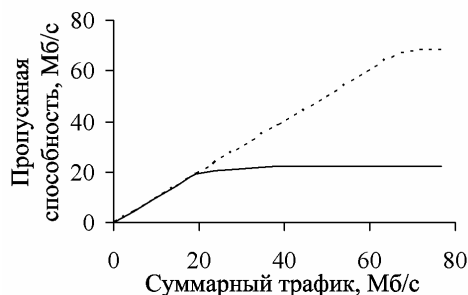


Рис. 4

Заключение

Предложенный в статье алгоритм хэндовера в беспроводной сети передачи данных Mobile WiMAX эффективно борется с перегрузкой, обеспечивает выполнение требований QoS пользователей, а также имеет существенный выигрыш в пропускной способности по сравнению с традиционными алгоритмами, основанными на ОСШП.

Литература

1. IEEE Standard 802.16e-2005; Amendment to IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems – Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands, Dec. 7, 2005.
2. IEEE Standard 802.16-2004; IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, Oct. 1, 2004.
3. Velayos, H., Aleo, V., Karlsson, G. Load balancing in overlapping wireless LAN cells. – IEEE International Conference on Communications: ICC 2004, 2004, v. 27, no. 1.
4. Гармонов А.В. и др. Стандарт IEEE 802.16: история создания и перспективы развития. – Мобильные системы, 2005, № 6.
5. Гармонов А.В. и др. Технический обзор стандарта IEEE 802.16. – Мобильные системы, 2005, № 11.
6. Filin, S.A. et al. QoS-guaranteed cross-layer adaptive transmission algorithms for the IEEE 802.16 OFDMA system. – IEEE Wireless Communications and Networking Conference: WCNC 2006, 2006, v. 2.
7. Filin, S.A. et al. QoS-guaranteed cross-layer transmission algorithms with adaptive frequency subchannels allocation in the IEEE 802.16 OFDMA system. – IEEE International Conference on Communications: ICC 2006, 2006, v. 11.
8. Filin, S.A. et al. QoS-guaranteed cross-layer adaptive transmission algorithms with selective ARQ for the IEEE 802.16 OFDMA system. – IEEE Vehicular Technology Conference: VTC 2006 Fall, 2006.
9. Moiseev, S.N. et al. Optimal average number of data block transmissions for the ARQ mechanism in the IEEE 802.16 OFDMA system. – IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Communications: PIMRC 2006, 2006.
10. Moiseev, S.N. et al. System load model for the OFDMA network. – IEEE Commun Letters, 2006, v. 10, no. 8.
11. Recommendation ITU-R M.1225; Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000, 1997.

Уважаемые коллеги!

Вы можете подписаться на наш журнал на второе полугодие 2009 года в любом отделении почтовой связи. Подписной индекс издания по каталогу ОАО «Роспечать» - 82185.

Для тех, кто не успел оформить подписку на первое полугодие 2009 года через ОАО «Роспечать», сохраняется возможность приобретения журналов непосредственно в редакции по адресу: 107031, г. Москва, Рождественка, 6\9\20, стр. 1, Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, или оформить Заказ в соответствии с требованиями, выставленными на сайте журнала: www.dsra.ru.

Справки по телефонам: (495) 621-71-08, 621-06-10.

Факс: (495) 621-16-39.

E-mail: nto.popov@mtu-net.ru

tor@rgta.ryazan.ru

УДК 681.3

АППРОКСИМАЦИЯ ФУНКЦИИ СКОРОСТЬ-ИСКАЖЕНИЕ ПРИ ОЦЕНКЕ БИТОВЫХ ЗАТРАТ В СИСТЕМАХ СЖАТИЯ АНАЛОГОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

Поров А.В.

Введение

Оценка скорости кодирования по заданным параметрам весьма актуальна в связи с применением в разнообразных алгоритмах сжатия, в частности, при определении частотно-временной разрешающей способности, оптимальном распределении битовых ресурсов по спектральным диапазонам, использовании переменной битовой скорости кодирования и в некоторых других блоках кодирования аудио информации [1]. Интерес к обобщенному гауссовскому распределению вероятностей обусловлен тем, что многочисленные экспериментальные исследования убеждают в применимости распределений этого класса для описания моделей случайных величин в задачах кодирования аудио и видео информации. Соотношение между ошибкой и скоростью кодирования рассмотренного ниже способа ближе к реальным соотношениям, чем приведенные в стандартах MPEG1,2]. Подробный обзор результатов в области поиска функции скорость-искажения скалярного квантования приведен в работах [3,4,5].

Приведем необходимые определения и обозначения. Пусть $f(x)$ есть плотность распределения вещественной случайной величины x . Квантователь задает отображение $y=Q(x)$ множества значений случайной величины x на дискретное (конечное или счетное) множество аппроксимирующих значений $Y=\{y\}$. Если заданы распределение $f(x)$ и квантование $Q(x)$, то определены вероятности

$$p(y) = \int_{x:Q(x)=y} f(x)dx,$$

энтропия

$$H(Y) = -\sum_y p(y) \log p(y)$$

и среднеквадратическое искажение

$$D(Q) = E[(x-Q(x))^2].$$

Из теории кодирования источников без потерь известно, что при использовании кодов переменной длины скорость кода источника с вероятностями букв $\{p(y)\}$ может быть сделана сколь угодно близкой к $H(Y)$. Функция

$$R_s(D) = \inf_{Q:D(Q) \leq D} H(Y)$$

представляет собой нижнюю границу скорости кода для случайной величины x при заданном искажении D и называется функцией скорость-искажение при скалярном квантовании.

Решается задача нахождения функции скорость-искажение для скалярного квантования случайных величин, распределенных по обобщенному гауссову закону. Предлагается способ оценки функции скорость-искажение на основе полиномиальной аппроксимации в области низких скоростей кодирования и использования точного значения для области высоких скоростей при заданной ошибке квантования и параметров распределения случайной величины.

Задача данной работы – вычислить оценку $\tilde{R}_s(D)$ для рассматриваемого класса источников как можно более близкую к $R_s(D)$.

Нижней границей для $R_s(D)$ является теоретико-информационный предел, который определен для последовательности независимых одинаково распределенных величин:

$$H(D) = \min_{f(y|x): E[(x-y)^2] \leq D} I(X;Y),$$

где $I(X;Y)$ обозначает среднюю взаимную информацию между $X=\{x\}$ и $Y=\{y\}$ при заданном совместном распределении вероятностей $f(x,y)=f(x)f(y|x)$.

Предложенные ранее способы оценки функции скорости-искажения [1,2] допускают целый ряд достаточно грубых приближений: не учитывают изменения во времени распределения кодируемых данных, предполагают использование только равномерного скалярного квантования и используют весьма приближительную оценку $\tilde{R}_s$ скорости при ошибке D :

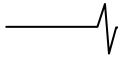
$$\tilde{R}_s(D) = H_0(X) - \frac{1}{2} \log(12D), \quad (1)$$

где $H_0(X)$ относительная энтропия выбранной модели распределения, вычисляемая по формуле:

$$H_0(X) = - \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \log_2 f(x) dx.$$

Погрешность оценки функции скорость-искажение по формуле (1) может составлять до 12 дБ, если способ квантования и модель распределения данных не учитываются, и до 11 дБ, если не учитывается только способ квантования.

В данной работе рассматривается еще один подход к построению оценки функции скорость-искажение скалярного квантования. Его важным преимуществом является то, что он описывается не только требуемой ошибкой кодирования, но и параметрами выбранной модели распределения. Не менее важным преимуществом является использование известных теоретических результатов только для области высоких скоростей и полиномиальной аппроксимации скорости для области низких скоростей кодирования, где теоретические оценки чрезвычайно не точны. Погрешность предлагаемого способа оценки функции скорость-искажение



не превышает 1 дБ во всем диапазоне скоростей

Модель источника и границы функции скорость-искажение скалярного квантования

Для дальнейшего изложения материала необходимо выбрать модель источника данных. Пусть источник порождает случайную величину, плотность распределения вероятностей которой определена обобщенным гауссовым распределением:

$$f(x) = \frac{\alpha \eta(\alpha, \sigma)}{2\Gamma(1/\alpha)} \exp\left\{-\left(\eta(\alpha, \sigma)|x - m|\right)^\alpha\right\},$$

где m, σ – математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение, α – параметр распределения, $\Gamma(\cdot)$ – гамма функция, а значения функции $\eta(\alpha, \sigma)$ вычисляются по формуле

$$\eta(\alpha, \sigma) = \sigma^{-1} \left[\frac{\Gamma(3/\alpha)}{\Gamma(1/\alpha)} \right]^{1/2}.$$

Параметр α характеризует экспоненциальную скорость убывания хвостов плотности. Влияние параметра α на функцию плотности вероятности (ФПВ) приведено на рис. 1. Значениям $\alpha = 1, 2$ соответствуют распределение Лапласа и нормальное распределение.

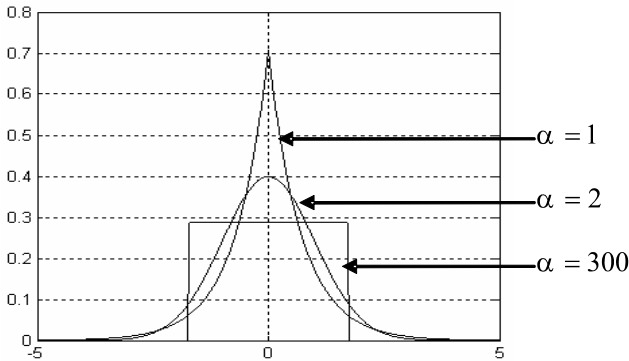


Рис. 1. ФПВ обобщенного гауссовского распределения

Аналитическая форма функции скорость-искажение для большинства распределений вероятностей неизвестна, поэтому в качестве ее нижней границы часто используют границу Шеннона (см.[3, 4])

$$H(D) \geq H_0(X) - \frac{1}{2} \log_2(2\pi e D) = H_{Sh}(D), \quad (1)$$

где D – среднеквадратичная ошибка.

При заданных параметрах α и σ относительная энтропия обобщенного гауссовского распределения выражается аналитически [6]:

$$H_0(X) = -\log_2 \left[\frac{\alpha \eta(\alpha, \sigma)}{2\Gamma(1/\alpha)} \right] + 1/(\alpha \ln 2). \quad (3)$$

Таким образом, если в формуле (1) учесть изменения распределения данных, то оценка $\tilde{R}_s(D)$ функции скорость-искажение примет вид:

$$\tilde{R}_s(D) = -\log_2 \left[\frac{\alpha \eta(\alpha, \sigma)}{2\Gamma(1/\alpha)} \right] + 1/(\alpha \ln 2) - \frac{1}{2} \log_2(12D). \quad (4)$$

Из (5) и (6) следует граница Шеннона для обобщенного гауссовского распределения

$$H_{Sh}(D) = -\log_2 \left[\frac{\alpha \eta(\alpha, \sigma)}{2\Gamma(1/\alpha)} \right] + 1/(\alpha \ln 2) - \frac{1}{2} \log_2(2\pi e D).$$

Граница Шеннона $H_{Sh}(D)$ совпадает с функцией скорость-искажение $H(D)$ для гауссовской случайной величины, т.е. при $\alpha = 2$. При других значениях α разность $H(D) - H_{Sh}(D)$ может быть довольно большой, но на высоких скоростях кодирования разница будет стремиться к нулю. Приближенные значения функции $H(D)$ можно получить, используя алгоритм Блейхута [7].

В качестве верхней границы для $R_s(D)$ можно принять важный результат, впервые установленный Кошелевым В.Н. [8] (1963 г.), позже Задором [9] (1966 г.), Гишем и Пирсом [10] (1968 г.). При достаточно большой скорости (при малой ошибке квантования) имеют место неравенства

$$H(D) \leq R_s(D) \leq H(D) + \frac{1}{2} \log \frac{\pi e}{6} \approx H(D) + 0.2546,$$

Из этих неравенств следует, что нижняя граница Шеннона является ориентиром при оценке эффективности скалярного квантования, поскольку всегда выполняются неравенства:

$$H_{Sh}(D) \leq H(D) \leq R_s(D) \leq H(D) + 0.2546. \quad (5)$$

Неравенства (5) могут быть записаны в упрощенном виде для области высоких скоростей кодирования, потому что граница Шеннона будет совпадать с функцией скорость-искажение источника и асимптота Кошелева будет точна:

$$H_{Sh}(D) = H(D) \leq R_s(D) = H_{Sh}(D) + 0.2546. \quad (6)$$

Из неравенств (6) следует, что при малых ошибках квантования (высокой скорости кодирования) функция скорость-искажение скалярного квантования определяется нижней границей Шеннона и асимптотой Кошелева:

$$R_s(D) = H_{Sh}(D) + 0.2546. \quad (7)$$

Таким образом, в общем случае функцию скорость-искажение скалярного квантования для малых ошибок можно оценить согласно выражению (7). Для больших ошибок квантования можно применить аппроксимацию как функцию скорости от параметров распределения и ошибки квантования:

$$R_s(D) = \begin{cases} H_{Sh}(D) + 0.2546, & D < D_b \\ f(\mathbf{p}, D), & D \geq D_b \end{cases}$$

где D_b – порог по ошибке скалярного квантования, определяющий момент совпадения теоретических результатов с функцией скорость-искажение выбранного способа скалярного квантования, $\mathbf{p}$ – вектор параметров модели распределения данных, $f(\mathbf{p}, D)$ – неизвестное аналитическое выражение функции скорость-искажение.

Вектор параметров для обобщенного гауссова распределения содержит параметры α и σ . Скорость и ошибка кодирования не зависят от величины дисперсии, поэтому можно принять $\sigma^2 = 1$.

$$R_s(D) = \begin{cases} -\log_2 \left[\frac{\alpha \eta(\alpha, 1)}{2\Gamma(1/\alpha)} \right] + 1/(\alpha \ln 2) - \frac{1}{2} \log_2(2\pi e D) + 0.2546, & D < D_b \\ f(\alpha, D), & D \geq D_b \end{cases} \quad (8)$$

Функция скорость-искажение скалярного квантования с расширенной нулевой зоной

Формула (8) показывает, что расчет функции скорость-искажение квантования с расширенной нулевой зоной можно производить по двум формулам. Выбор

формулы определяется пороговым значением требуемой ошибки D_b . Отметим, что величина порога ошибки D_b зависит исключительно от параметра распределения α . Первая формула из (8) определяет участок кривой, на котором справедливы теоретические результаты в области малых ошибок, вторая – описывает область больших ошибок.

Используя полиномиальную аппроксимацию для нахождения зависимости $f(\alpha, D)$ и оценки порога D_b , оценку $\hat{R}_s(D)$ выражения (8) можно записать следующим образом:

$$\hat{D}_b = b_n \alpha^n + \dots + b_1 \alpha + b_0$$

$$\hat{R}_s(D) = \begin{cases} -\log_2 \left[\frac{\alpha \Gamma(\alpha, \sigma)}{2\Gamma(1/\alpha)} \right] + 1/(\alpha \ln 2) - \frac{1}{2} \log_2(2\pi D) + 0.2546, & D < \hat{D}_b \\ c_n (\log_2(D))^n + \dots + c_1 \log_2(D) + c_0 \end{cases} \quad (9)$$

Отметим, что значения коэффициентов c_i также будут зависеть от параметра α , поскольку для каждого распределения данных они уникальны. Коэффициенты аппроксимирующего полинома и величина порога по ошибке D_b для различных параметров распределения α может быть представлена таблицей, но на практике более удобно использовать аналитические зависимости $c_i = c_i(\alpha)$.

Зависимость порога D_b от параметра α является нелинейной функцией. Целесообразно использовать разные аппроксимирующие функции для двух диапазонов, поскольку при параметрах $\alpha > 1.5$ функция плотности вероятности чрезвычайно быстро теряет экспоненциальную скорость убывания хвостов плотности. Таким образом, зависимость порога D_b от параметра α становится линейной по мере увеличения значения параметра α . Результаты экспериментов показали, что для параметра $\alpha \leq 1.5$ лучше использовать аппроксимирующий полином второй степени, а для других случаев – первой степени (см. рис. 2):

$$D_b = \begin{cases} -0.0406\alpha^2 + 0.1210\alpha - 0.0242, & \alpha \leq 1.5 \\ -0.0011\alpha + 0.0683, & \alpha > 1.5 \end{cases} \quad (10)$$

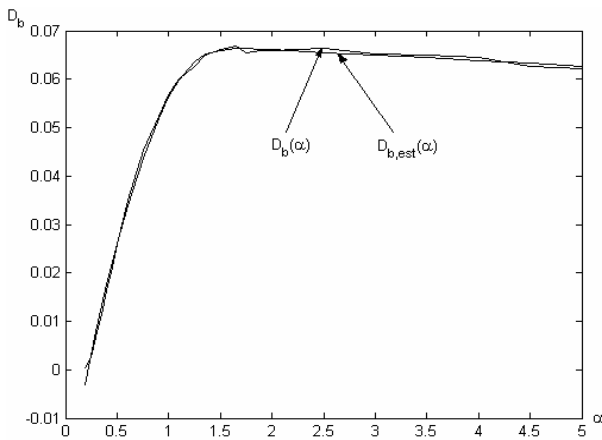


Рис. 2. Зависимость $D_b(\alpha)$ и ее аппроксимация $\hat{D}_b(\alpha)$

Рассмотрим зависимость коэффициентов аппроксимирующего полинома от параметра α . На рис. 3 показаны три зависимости $c_2(\alpha)$, $c_1(\alpha)$ и $c_0(\alpha)$, а также их аппроксимации. Так как при параметрах

$\alpha > 1.5$ функция плотности вероятности быстро теряет экспоненциальную скорость убывания хвостов плотности, то можно использовать аппроксимирующий полином первой степени, а для параметра $\alpha \leq 1.5$ достаточно использовать полином третьей степени.

$$\hat{c}_2 = \begin{cases} 0.1187\alpha^3 - 0.3266\alpha^2 + 0.2149\alpha - 0.0085, & \alpha \leq 1.5 \\ -0.0104\alpha - 0.0293, & \alpha > 1.5 \end{cases}$$

$$\hat{c}_1 = \begin{cases} 0.1088\alpha^3 + 0.0874\alpha^2 - 0.9159\alpha + 0.1464, & \alpha \leq 1.5 \\ -0.0195\alpha - 0.7224, & \alpha > 1.5 \end{cases} \quad (11)$$

$$\hat{c}_0 = \begin{cases} -0.0958\alpha^3 + 0.3575\alpha^2 - 0.3472\alpha + 0.0326, & \alpha \leq 1.5 \\ 0.0387\alpha - 0.0694, & \alpha > 1.5 \end{cases}$$

Совмещая выражения (9) и (11) для оценки функции скорость-искажение и коэффициентов полинома, с учетом построенной оценки порога по ошибке, получим:

$$\hat{D}_b = b_n \alpha^n + \dots + b_1 \alpha + b_0$$

$$\hat{R}_s(D) = \begin{cases} -\log_2 \left[\frac{\alpha \Gamma(\alpha, \sigma)}{2\Gamma(1/\alpha)} \right] + 1/(\alpha \ln 2) - \frac{1}{2} \log_2(2\pi D) + 0.2546, & D < \hat{D}_b \\ \hat{c}_n(\alpha) (\log_2(D))^n + \dots + \hat{c}_1(\alpha) \log_2(D) + \hat{c}_0(\alpha) \end{cases} \quad (12)$$

где $\hat{D}_b$ – вычисляется с помощью формулы (10), $\hat{c}_i(\alpha)$ – вычисляется по формуле (11).

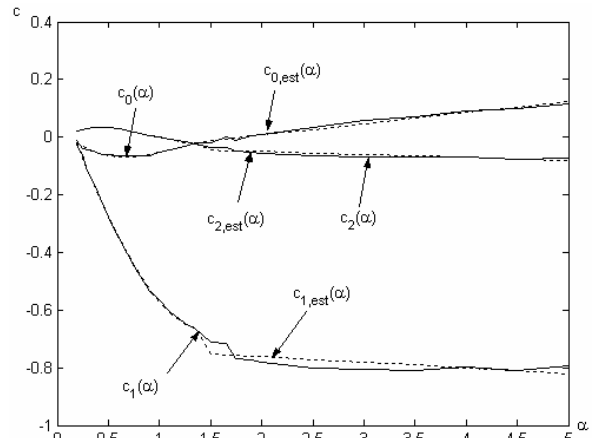
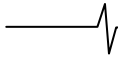


Рис. 3. Зависимости $c_2(\alpha)$, $c_1(\alpha)$ и $c_0(\alpha)$, а также их аппроксимация

Сравнительный анализ полученных результатов

Наиболее часто приводимая в литературе оценка функции скорость-искажение [1,2] основана на нескольких предположениях, некоторые из них могут быть существенными. Важными ограничениями являются предположения, что в кодировании используется равномерное скалярное квантование и неизменное во времени кодирование. В первом стандарте [1] действительно используется равномерное скалярное квантование, и кодирование неизменно во времени, но в последнее время почти все стандарты сжатия мультимедиа информации используют или неравномерное скалярное квантование [2] или векторное [11] и адаптивное кодирование во времени. Выражение (1) позволяет оценить функцию скорость-искажение при условии указанных ограничений. Снимая ограничения, можно существенно улуч-



шить оценку скорости и, как следствие, улучшить алгоритмы, использующие этот критерий. Выражение (12) снимает ограничения на способ квантования и модель источника данных.

Сравнительный анализ оценок функции скорость-искажение проведем на основе вычисления логарифмической погрешности оценки по отношению к оригинальной функции скорость-искажение. Энергетическая эффективность измеряется в децибелах и вычисляется по формуле

$$G = 10 \log_{10} \frac{\sigma^2}{D} \text{ (дБ)},$$

где σ^2 – дисперсия источника, а D – ошибка квантования. Без потери общности положим $\sigma^2 = 1$. Тогда максимально достижимый выигрыш $G_{\max}(R)$ при заданной скорости R вычисляется по формуле

$$G_{\max}(R) = -10 \log_{10} D_0,$$

где D_0 – корень уравнения

$$R_s(D_0) = R.$$

Для оценки скорости $\tilde{R}_s(D)$ и $\hat{R}_s(D)$ можно подчитать зависимость $D(R)$ как функцию обратную функции скорость-искажение $R(D)$ и вычислить соответствующую энергетическую эффективность:

$$G(R) = -10 \log_{10} D.$$

Тогда логарифмическая погрешность рассматриваемой оценки по сравнению с оригинальной функцией скорость-искажение:

$$L(R) = |G_{\max}(R) - G(R)|.$$

В качестве примера предположим, что моделью является обобщенное гауссово распределение, а способ квантования – квантование с расширенной нулевой зоной [5]. В реальных системах сжатия мультимедиа информации может быть и другая модель и другое квантование, в этом случае необходимо переопределить выражение (12) для заданной модели и способа квантования. Сравнительный анализ оценок функции скорость-искажение по формулам (1) для распределения Лапласа и (12), а также выражений (4) и (12) показывает эффективность уточнения модели и способа квантования при построении оценки функции скорость-искажение. Результаты приведены на рис. 4.

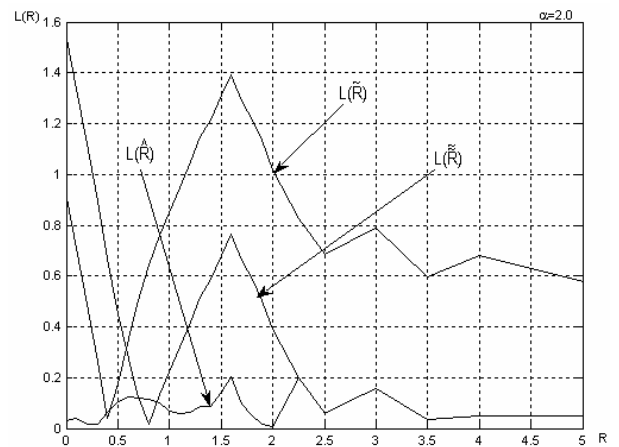
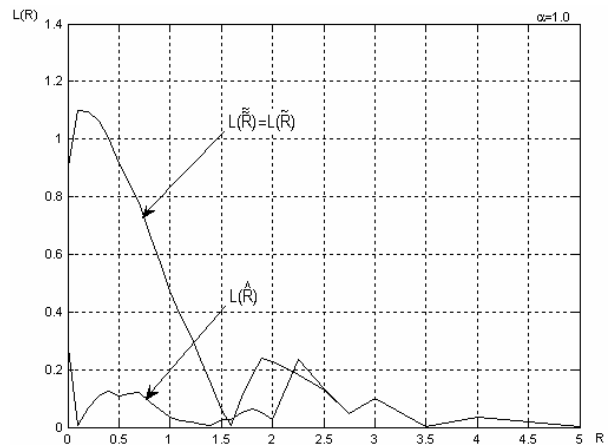
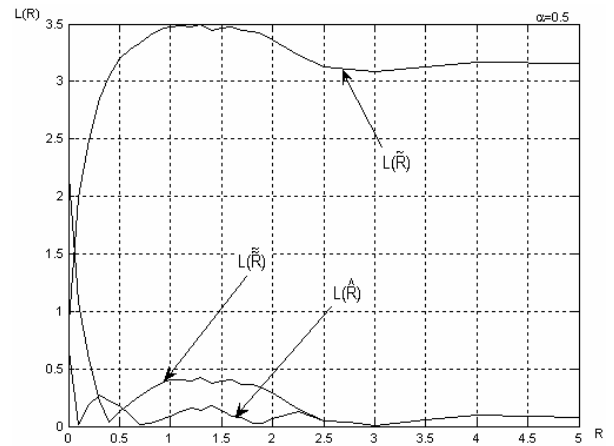
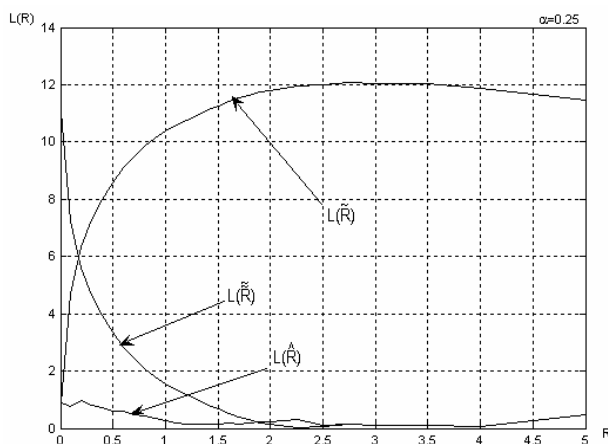


Рис. 4. Логарифмическая погрешность (в дБ) для разных способов оценки функции скорость-искажение скалярного квантования с расширенной нулевой зоной

На рис. 4 логарифмическая погрешность для предложенного способа оценки функции скорость-искажение обозначаются $L(\hat{R})$, для оценки по формуле (4) при определении модели распределения данных обозначаются $L(\tilde{R})$ и для оценки по формуле (1) при неучтенной модели распределения данных обозначаются $L(R)$.

Закключение

Предложенный способ оценки функции скорость-искажение скалярного квантования позволяет получить более точную оценку, чем способы, используемые в стандартах MPEG 1 и 2. Сравнительный анализ показал, что существенное уточнение оценки

может быть достигнуто при учете модели распределения квантуемых данных, и еще более точная оценка получается, если принять во внимание способ квантования.

При неизвестной модели распределения данных большая логарифмическая погрешность наблюдается во всем диапазоне скоростей, поскольку функция скорость-искажение для различных распределений может существенно отличаться.

Отказ от использования информации о способе квантования при известной модели распределения данных приводит к существенной логарифмической погрешности оценки функции скорость-искажение только в области низких скоростей кодирования, так как для области высоких скоростей (более 3 бит на отсчет) простейшие оценки достаточно точны. Предложенный способ оценки обладает наименьшей логарифмической погрешностью практически во всем диапазоне скоростей, что обусловлено использованием аппроксимирующих функций в области низких скоростей и асимптоты Кошелева в области высоких скоростей кодирования.

Погрешность оценки функции скорость-искажение по известной формуле (1) может составлять до 12 дБ при неизвестном способе квантования и модели распределения данных и до 11 дБ, если не известен только способ квантования. Для предложенного способа оценки функции скорость-искажение погрешность не превышает 1 дБ на всем диапазоне скоростей.

Литература

1. Стандарт IS11172-3 ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 MPEG. Information Technology – Coding of Moving Pictures and Associated Audio for Digital Storage Media at up to About 1.5 Mbit/s, Part 3: Audio 1992. (MPEG-1)
2. Стандарт IS13818-3 ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 MPEG. Information Technology – Generic Coding of Moving Pictures and Associated Audio, Part 3: Audio 1994. (MPEG-2)
3. R.M. Gray, D.L. Neuhoff. "Quantization," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-44, pp. 2325–2383, Oct. 1998.
4. Berger T., Gibson J., "Lossy source coding", IEEE Trans. Inform. Theory, v. 44, No 6, pp. 2702-2703, Oct., 1998.
5. Кудряшов Б.Д., Поров А.В. Скалярные квантователи для случайных величин, имеющих обобщенное гауссовское распределение. Цифровая обработка сигналов. 2005. №4.
6. Sharifi K. and Leon-Garcia A., "Estimation of Shape Parameter for Generalized Gaussian Distributions in Subband Decompositions of Video", IEEE Trans. on Circuits and Systems for Video Technology, 5(1), pp. 52-56, Febr., 1995.
7. Blahut R. E., "Computation of Channel Capacity and Rate-Distortion Functions", IEEE Trans. Inform. Theory, 18, No 4, pp. 460-473, Jul., 1972.
8. Кошелев В.Н. Квантование с минимальной энтропией. Проблемы передачи информации. Т.14, стр.151-156, 1963.
9. P. Zador "Topics in the asymptotic quantization of continuous random variables," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-28, pp. 139 – 149, March, 1982.
10. H. Gish, J.N. Pierce, "Asymptotically efficient quantizing", IEEE Trans. Inform. Theory, v.14, No 5, pp. 676-683, Sept., 1968.

ПРЕЗЕНТАЦИЯ УНИВЕРСИТЕТСКОЙ ПРОГРАММЫ TEXAS INSTRUMENTS

В рамках проведения 11-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA'2009» организуется презентация Университетской программы фирмы Texas Instruments. Докладчики: Роберт Оуэн – менеджер программы в странах Европы – и Алексей Петровский – координатор программы в России и странах СНГ.

Университетская программа Texas Instruments призвана обеспечить поддержку образовательных курсов и научно-исследовательских работ учебных заведений, посвященных передовым методам цифровой обработки сигналов и информационным технологиям реального времени. Программа предоставляет образовательным учреждениям средства разработки от фирмы TI на льготных условиях; оказывается техническую помощь специалистов; предоставляет 50% скидки на участие в семинарах и конференциях TI; бесплатно предоставляет инструментальные средства для подготовки диссертаций и дипломных работ.

Подробнее об Университетской программе TI можно узнать на сайтах www.dspa.ru/cosvuz и www.ti.com/ru/universities.htm.



ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АЛГОРИТМА КОДИРОВАНИЯ АУДИОВОЛНЫ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ПРИЗНАКОВ АУДИОСИГНАЛА

Жарких А.А., Павлов И.А.

Введение

В работах [1, 2] был предложен алгоритм кодирования речевой волны, имеющий приемлемую разборчивость при прослушивании и восстановлении речевого сигнала. Тестирование различных вариантов этого алгоритма показало значительные изменения разборчивости и точности распознавания кодированных фрагментов речевого сигнала. Это потребовало дальнейших исследований и модификации алгоритма кодирования речевого сигнала с более общих позиций, как алгоритма кодирования аудиоволны (АКАВ)

Для хранения оцифрованного звука используются различные форматы [3]. В настоящей работе используется формат RIFF (Resource Interchange File Format), применяемый в WAV-файлах. Это один из распространенных форматов в Windows, который позволяет точно передавать звук.

В данной работе коротко излагаются алгоритмы кодирования аудиосигнала и обратного восстановления на основе АКАВ. После этого описывается алгоритм распознавания [24, 25, 26], основанный на параметрах кода аудиоволны. Далее приведены результаты сравнения исходных аудиосигналов с аудиосигналами, преобразованными алгоритмами кодирования и восстановления на основе АКАВ. Сравнение проводится во временной и спектральной области.

Формирование информативных признаков на основе АКАВ

Распознавание речи – это процесс автоматического выделения и интерпретации лингвистической информации речевого сигнала с помощью компьютера [9]. Методы автоматического распознавания речи исследуются в течение многих лет и нацелены на создание автоматических транскрипторов и систем человеко-машинного взаимодействия. Как отмечено в работах [6, 7, 8], за последние 50 лет в области автоматического распознавания речи были получены следующие достижения. Первая работа по распознаванию речи появилась в 1952 году. В ней описывается система распознавания изолированных цифр отдельного говорящего, разработанная в исследовательском центре Bell Laboratories [10]. В системе использовались формантные частоты, рассчитанные для каждой цифры на участках, соответствующих гласным звукам.

В 1960-х годах были опубликованы фундаментальные методы, используемые при распознавании речи, такие как спектральный анализ гребенкой фильтров, анализ пересечений нулевого уровня, методы времен-

Рассматривается алгоритм кодирования и восстановления аудиоволны, для ее хранения в стандартных форматах и воспроизведения. Описывается множество признаков, формируемых на его основе. Анализируется возможность использования данного множества в системе распознавания аудиосигналов.

ной нормализации [7]. В работе [11] предложено использовать метод динамического программирования для нелинейного выравнивания во времени двух речевых фрагментов. В 1970-х годах были получены значительные успехи в области распознавания изолированных слов благодаря фундаментальным исследованиям [12, 13, 14]. Для распознавания речи использовались методы распознавания образов, методы динамического программирования и линейное предиктивное кодирование. В AT&T Bell Labs были разработаны полностью дикторонезависимые системы распознавания речи [15].

В 1980-х годах развивается направление, связанное с распознаванием слитно произносимых слов. Исследования в области распознавания речи характеризовались смещением методологии от подхода на основе сравнения с эталоном к методам статистического моделирования, таким как скрытые марковские модели [16, 17] и нейронные сети [18]. В эти годы внимание исследователей, главным образом, было сосредоточено на распознавании слитной речи с использованием большого словаря [19], робастном распознавании речи [20] и распознавании речи с использованием синтаксического, семантического и прагматического уровней обработки [21]. Все эти достижения привели к разработке первых коммерческих дикторонезависимых систем диктовки слитной речи с большими словарями, а также автоматических справочных систем.

Под признаком понимается некий параметр исходного сигнала, отражающий свойство, важное для распознавания. Выделять информативные признаки аудиосигнала можно как во временной, так и в частотной области.

Для получения признаков, описывающих аудиоволну, применялся алгоритм АКАВ, использующий временное представление аудиосигнала. АКАВ осуществляет поиск глобальных экстремумов на интервалах постоянного знака аудиоволны. Исходной информацией для алгоритма является массив дискретных значений аудиосигнала $x = (x_0, x_1, \dots, x_n, \dots, x_{L-1})$ и количество отсчетов L в этом массиве. На выходе алгоритм формирует два результирующих вектора: вектор модулей ординат глобальных экстремумов $y = (y_1, y_2, \dots, y_j, \dots, y_J)$,

где $y_j = \max |x_n|$ на j -ом интервале постоянного знака аудиоволны; вектор разностей абсцисс соседних глобальных экстремумов $t = (t_1, t_2, \dots, t_j, \dots, t_J)$, где $t_j = \arg y_j - \arg y_{j-1}$ (величины t_j выражаются в количестве шагов дискретизации кодируемого аудиосигнала). Совокупность двух указанных векторов является компактным описанием аудиоволны, которая может быть восстановлена по правилу [2]:

$$x_n = \frac{(-1)^{j-1} \cdot y_{j-1} + (-1)^j \cdot y_j}{2} + (-1)^{j-1} \cdot \frac{y_{j-1} + y_j}{2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{t_j} \cdot i\right) \quad (1)$$

где $i = 1..t_j, j = 1..J$.

Таким образом, для каждого аудиосигнала получается вектор информативных признаков: $(y_1, y_2, \dots, y_J, t_1, t_2, \dots, t_J)$, состоящий из $2J$ компонент. Эти признаки в дальнейшем используются при распознавании сигналов.

Графики исходного сигнала и восстановленного после АК АВ практически не отличаются визуально. При прослушивании же наблюдается потеря качества, для различных образцов разная. Достоинством АК АВ является хорошая степень сжатия (примерно 4 – 5 раз) аудиоволны. АК АВ применялся совместно с низкочастотной Фурье-фильтрацией [4], что позволило гибко управлять размером вектора информативных признаков.

Алгоритм распознавания аудиосигнала на основе АК АВ признаков

Для распознавания речевых сигналов использовался метод сравнения с эталонами с последующим нахождением степени сходства с эталонами. Степень сходства между речевыми записями и эталонами рассчитывалась на основе алгоритма динамического программирования [5, 7, 11].

На вход алгоритма подавались входной и эталонный векторы информативных признаков:

$$(y_1, y_2, \dots, y_i, \dots, y_M, t_1, t_2, \dots, t_i, \dots, t_M),$$

$$(Y_1, Y_2, \dots, Y_j, \dots, Y_N, T_1, T_2, \dots, T_j, \dots, T_N).$$

Алгоритм дает возможность найти функции f_y и f_Y , позволяющие для любого элемента входного вектора признаков найти соответствующий ему элемент эталонного вектора признаков. На основе данного алгоритма определялась степень сходства входного и эталонного векторов признаков.

Сначала строилась матрица R размера $M \times N$ степеней сходства между парами (y_i, t_i) и (Y_j, T_j) по формуле:

$$R_{i,j} = \frac{\frac{\min\{y_i, Y_j\}}{\max\{y_i, Y_j\}} \cdot \omega_1 + \frac{\min\{t_i, T_j\}}{\max\{t_i, T_j\}} \cdot \omega_2}{\omega_1 + \omega_2}, \quad (2)$$

где $i = 1, \dots, M, j = 1, \dots, N$; ω_1, ω_2 - весовые коэффициенты, $\omega_1 + \omega_2 = 1$. Затем по ней вычислялась матрица D того же размера по следующим формулам:

$$D_{1,1} = R_{1,1}; D_{i,1} = R_{i,1} + D_{i-1,1}, i = 2, \dots, M;$$

$$D_{1,j} = R_{1,j} + D_{1,j-1}, j = 2, \dots, N;$$

$$D_{i,j} = R_{i,j} + \max\{D_{i-1,j}, D_{i,j-1}, D_{i-1,j-1}\},$$

$$i = 2, \dots, M, j = 2, \dots, N.$$

Матрица D в свою очередь использовалась для нахождения функций f_y и f_Y , позволяющих для любого элемента входного вектора информативных признаков найти соответствующий ему элемент эталонного вектора информативных признаков. Сначала присваивалось: $f_y(1) = M, f_Y(1) = N$. Далее на k -ом шаге находились $f_y(k+1)$ и $f_Y(k+1)$. Возможны четыре случая:

1). Если $f_y(k) = 1$ и $f_Y(k) = 1$, то функции f_y и f_Y

найжены;

2). Если $f_y(k) = 1$, а $f_Y(k) > 1$, то $f_y(k+1) = 1$,

$$f_Y(k+1) = f_Y(k) - 1;$$

3). Если $f_y(k) > 1$, а $f_Y(k) = 1$, то $f_Y(k+1) = f_Y(k) - 1$,

$$f_y(k+1) = 1;$$

4). Если $f_y(k) > 1$ и $f_Y(k) > 1$, то сравнивались $D_{i_1, j_1}, D_{i_2, j_2}, D_{i_3, j_3}$ для нахождения среди них максимального и соответствующих индексов $i_{\max}$ и $j_{\max}$. Здесь

$$i_1 = f_y(k) - 1, j_1 = f_Y(k); \quad i_2 = f_y(k) - 1, j_2 = f_Y(k) - 1;$$

$$i_3 = f_y(k), j_3 = f_Y(k) - 1.$$

Затем присваивались $f_y(k+1) = i_{\max}$, $f_Y(k+1) = j_{\max}$.

Степень сходства входного и эталонного векторов информативных признаков определялась по формуле:

$$C = \frac{D_{M,N}}{K},$$

где K - количество шагов, потребовавшихся для нахождения функций f_y и f_Y .

Представленный алгоритм распознавания был реализован в программном модуле распознавания речевых сигналов. Для проверки программного модуля использовались речевые сигналы, содержащие слова русского языка. Словарь состоял из десяти слов – числительных от нуля до девяти включительно.

Для обучения и распознавания использовались речевые данные, наговоренные одним из авторов. Число уровней квантования – 16, частота дискретизации 22050 Гц.

Каждое слово словаря было представлено 25 реализациями, 5 из которых использовались для обучения, а 20 – для тестирования. Таким образом, база речевых сигналов обучающего множества составила 50 различных реализаций вышеперечисленных десяти слов, а тестового множества – 200.

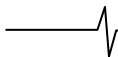
При использовании программного модуля распознавания речевых сигналов можно выделить два основных этапа: обучение и распознавание.

Этап обучения распознаванию речевого сигнала включает в себя следующие шаги:

1). Считывание WAV-файла. 2). Получение вектора информативных признаков. 3). Формирование эталона и сохранение в базе данных эталонов.

Этап распознавания речевого сигнала включает в себя следующие шаги:

1). Считывание WAV-файла. 2). Получение вектора информативных признаков. 3). Для каждого эталона из базы данных эталонов вычисление степени сходства вектора



информативных признаков этого эталона наблюдаемому вектору информативных признаков. Выбор эталона, имеющего наибольшую степень сходства. Результатом распознавания является слово, соответствующее этому эталону.

Алгоритм распознавания показал различную точность распознавания. Если использовались дополнительные фильтры, то точность распознавания изменялась от 50 до 97 процентов. При кодировании речевого сигнала, как правило, разборчивость аудиосигнала ухудшалась. Однако прямой корреляции между ухудшением качества распознавания и ухудшением разборчивости при прослушивании не наблюдалось.

Сравнение исходного сигнала и восстановленного после АКAB

Для различных вариантов аудиосигналов были проведены сравнения исходных записей с записями, восстановленными после АКAB. Сравнения проводились во временной и в частотной областях.

Рассматривались три варианта образцов: фрагменты записей речевых сигналов фиксированного говорящего, фрагменты записей классической музыки, фрагменты записей современной музыки.

Для визуализации амплитудных спектров было использовано нелинейное преобразование на основе гиперболического тангенса:

$$|\tilde{X}_m| = th(\alpha \cdot |X_m|) \quad (3)$$

где $m = 0, \dots, N-1$, N - количество отсчетов в спектре, $|X_m|$ - значение отчета амплитудного спектра исходного сигнала, $|\tilde{X}_m|$ - значение отчета амплитудного спектра исходного сигнала после преобразования, α - параметр для управления визуализацией. Поскольку значения $|X_m|$ и α неотрицательны, значения $|\tilde{X}_m|$ лежат в диапазоне $[0;1]$. Однако результат можно нормировать на любое значение, например, увеличить на максимально возможное значение отсчета амплитудного спектра.

Подобное преобразование было апробировано при визуализации амплитудных спектров изображений букв рукописного текста [22]. Положительный опыт использования такого нелинейного преобразования для выделения различных деталей спектра изображения подтвердился и при анализе спектров аудиосигналов. Изменение параметра α

позволяет визуально выделить сходства и отличия между спектрами.

Несколько характерных примеров визуализации амплитудных спектров приведены на рис. 1-2. На всех рисунках: 1-й график – исходный сигнал, 2-й график – амплитудный спектр исходного сигнала, 3-й график – амплитудный спектр сигнала восстановленного после АКAB, 4-й график – амплитудный спектр разности исходного сигнала и восстановленного после АКAB. На графиках исходных сигналов по оси абсцисс отложено время, а по оси ординат – амплитуда волны. На графиках спектров по оси абсцисс отложена частота спектральных составляющих, а по оси ординат – значения амплитуд этих спектральных составляющих.

Кроме этого проводились следующие оценки, которые осуществлялись на основе метрики L_2 :

- нормированное расстояние между исходным и восстановленным после АКAB сигналом:

$$\rho(x, y) = \frac{\|x - y\|}{\|x\| + \|y\|} \quad (4)$$

где $\|x\| = \sqrt{\sum_{m=0}^{N-1} x_m^2}$, N - количество временных отсчетов,

x_m - значение отчета исходного сигнала, y_m - значение отчета сигнала восстановленного после АКAB (аналогичным образом рассчитывались $\|y\|$ и $\|x - y\|$);

- коэффициент корреляции во временной области между исходным и восстановленным после АКAB сигналом:

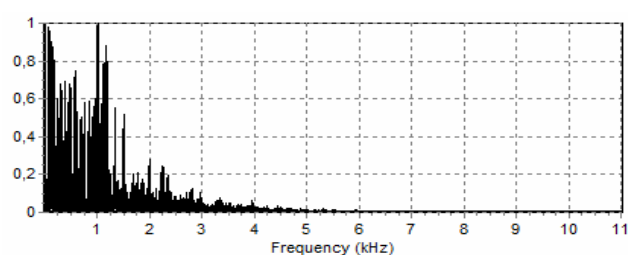
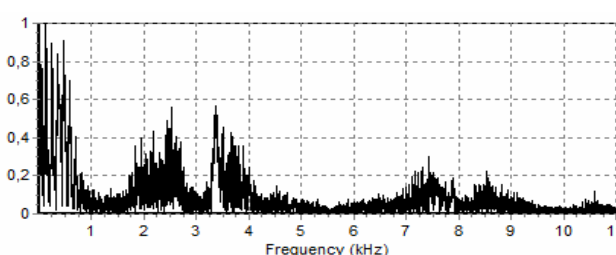
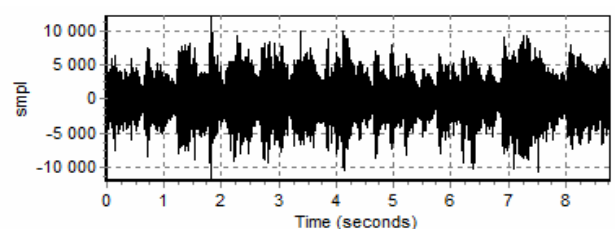
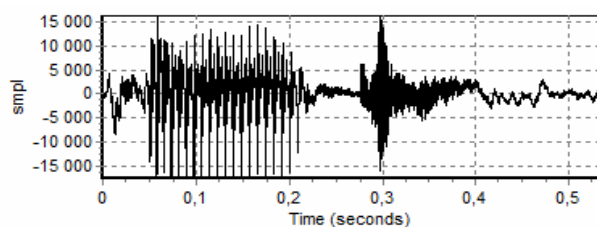
$$k(x, y) = \frac{(x, y)}{\|x\| \cdot \|y\|}, \quad (5)$$

где $(x, y) = \sum_{m=0}^{N-1} x_m \cdot y_m$;

- коэффициент корреляции в частотной области между исходным и восстановленным после АКAB сигналом:

$$K(X, Y) = \frac{\text{Re}(\sum_{m=0}^{N-1} X_m \cdot \overline{Y_m})}{\|X\| \cdot \|Y\|} \quad (6)$$

Оценки сравнения исходных образцов аудиосигналов с образцами аудиосигналов, восстановленными после АКAB приведены в таблице 1.



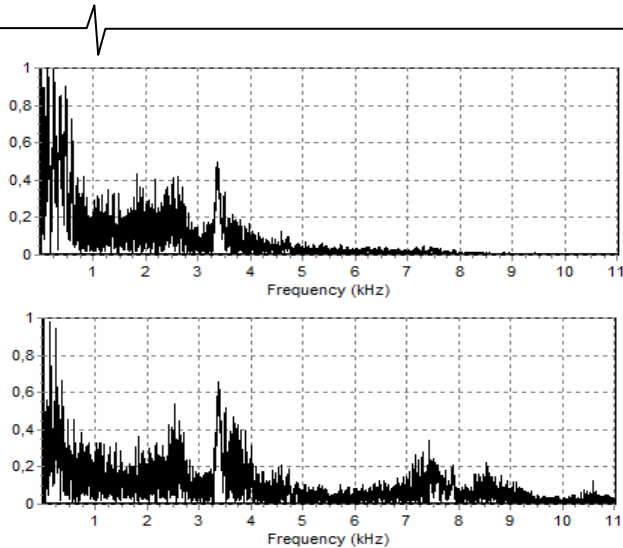


Рис.1. Фрагмент речевого сигнала ($\alpha = 5 \cdot 10^{-7}$). Соответствует слову «пять», произнесенному одним из авторов

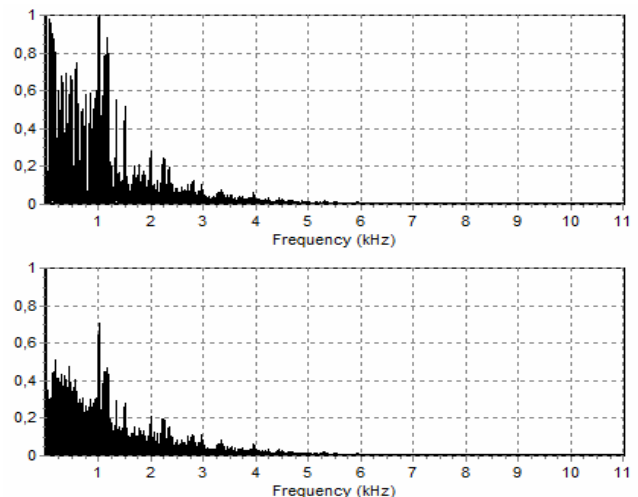


Рис.2. Фрагмент классической музыки ($\alpha = 10^{-7}$). Соответствует музыкальному произведению «Танец маленьких лебедей» композитора П.И. Чайковского

Таблица 1

Таблица оценок сравнения исходных образцов аудио сигналов с образцами аудио сигналов, восстановленными после АКAB

Образец аудио сигнала	$\rho(x, y)$	$k(x, y)$	$K(X, Y)$
Фрагмент речевого сигнала, соответствующий слову «пять», произнесенному одним из авторов ($\alpha = 5 \cdot 10^{-7}$)	0.3884	0.7255	-0.0007
Фрагмент классической музыки, соответствующий музыкальному произведению «Танец маленьких лебедей» композитора П.И. Чайковского ($\alpha = 10^{-7}$)	0.2629	0.8651	0.0018
Фрагмент современной музыки, соответствующий песне Fergalicious певицы Fergie ($\alpha = 0.5 \cdot 10^{-7}$)	0.241	0.885	-0.0417

Дополнительный эффект, который выявился при анализе спектров, заключается в следующем. Амплитудный спектр разности исходного сигнала и восстановленного после кодирования на основе алгоритма аудиоволны имеет высокую степень сходства с амплитудным спектром исходного аудиосигнала. Это сходство, безусловно, проявляется в высокочастотной части спектра. Однако существует много образцов, особенно речевого сигнала, где такое сходство наблюдалось и в низкочастотной части спектра. Данный сопутствующий результат подтверждает проявление самоподобия аудиосигнала. Такое самоподобие для речевого сигнала было отмечено в работе [23]. Оно заключается в следующем. Интегрирование и дифференцирование речевого сигнала приводит к сигналам, качественно звучащим и воспринимающимся на слух также как исходный, но с другой интенсивностью. В настоящей работе данный эффект хорошо проявился при нелинейной визуализации разности спектров.

Заключение

Результаты анализа АКAB позволяют сделать следующие выводы:

- 1). Сигнал, полученный в результате кодирования на основе АКAB, требует для хранения объем памяти в 4-5 раз меньше, чем исходный сигнал.
- 2). Во всех случаях действие АКAB эквивалентно пропусканию сигнала через фильтр нижних частот.
- 3). Во многих случаях применение АКAB приводит

также к режекции средней части спектра в области нижних частот.

4). Нормированное расстояние между исходным и восстановленным после АКAB сигналом для аудиосигналов различного класса составляет приблизительно 0.22-0.5.

5). Коэффициент корреляции во временной области между исходным и восстановленным после АКAB сигналом для различных типов аудиосигналов изменяется от 0.5 до 0.92.

6). Коэффициент корреляции в частотной области между исходным и восстановленным после АКAB сигналом для различных типов аудиосигналов изменяется от -0.07 до 0.35. Такие маленькие величины связаны с изменением фазы в восстановленном сигнале и интерференцией сигналов при вычислении коэффициента корреляции.

7). Нелинейная визуализация в спектральной области позволяет сделать вывод, что разность между исходным сигналом и восстановленным после АКAB ведет себя по-разному в зависимости от вида аудиосигнала. Если исходный аудиосигнал речевого, то наблюдается высокая степень подобия между этой разностью и исходным сигналом. Если же исходный сигнал представляет собой запись музыкального произведения, то такое сходство уменьшается.

8). Эффективность АКAB для формирования признаков аудиосигнала и его использования в системах распознавания требует дальнейшего изучения.

Литература

1. Лейтес Р.Д., Соболев В.Н. Цифровое моделирование систем синтетической телефонии. - М.: Связь, 1969. - 120 с.
2. Соболев В.Н. Простые алгоритмы экономного кодирования и декодирования речевой волны // Материалы 14 межрегиональной научно-технической конференции «Обработка сигналов в системах наземной связи и оповещения», М.: НТОРЭС им. А.С.Попова, 2006, С. 172-174.
3. Кинтцель Т. Руководство программиста по работе со звуком: Пер. с англ. - М.: ДМК Пресс, 2000. - 431 с.
4. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов. - М.: Радио и связь, 1990. - 256 с.
5. Рабинер Л. Р., Шафер Р. В. Цифровая обработка речевых сигналов: пер. с англ. / Под ред. М. В. Назарова, Ю. Н. Прохорова. - М.: Радио и связь, 1981. - 496с.
6. B. H. Juang and L.R. Rabiner, "Automatic speech recognition – A brief history of the technology development", K. Brown (Ed.) Encyclopedia of Language and Linguistics, Elsevier (to be published)
7. L.R. Rabiner and B.H. Juang, Fundamentals of Speech Recognition, Prentice-Hall, Englewood Cliff, New Jersey, 1993.
8. A. Lipeika, J. Lipeikienė, L. Telksnys. Development of Isolated Word Speech Recognition System. Informatica, ISSN 0868-4952. Vol. 13, Number 1, 2002, p. 37–46.
9. S. Furui, Digital Speech Processing, Synthesis, and Recognition, 2nd edition, Marcel Dekker, 2000.
10. K. H. Davis, R. Biddulph, S. Balashek, "Automatic recognition of spoken digits," J. Acoust. Soc. Am., 24 (6), pp. 637-642, 1952.
11. Винцюк Т.К. Распознавание устной речи методами динамического программирования // Кибернетика.- 1968. - № 1. - С. 81-88.
12. V. M. Velichko and N. G. Zagoruyko, "Automatic recognition of 200 words," Int. J. Man-Machine Studies, 2, pp. 223, 1970.
13. H. Sakoe and S. Chiba, "Dynamic programming algorithm optimization for spoken word recognition," IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Proc., ASSP-26(1), pp. 43-49, 1978.
14. F. Itakura, "Minimum prediction residual applied to speech recognition," IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Proc., ASSP-23 (1), pp. 67-72, 1975.
15. Rabiner L.R., S.E. Levinson, A.E. Rosenberg, J.G. Wilpon "Speaker independent recognition of isolated words using clustering techniques," IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Proc., ASSP-27, pp. 336-349, 1979.
16. L. R. Rabiner, "A tutorial on hidden Markov models and selected applications in speech recognition," Proc. IEEE, 77 (2), pp. 257-286, 1989.
17. Jelinek F., Statistical Methods for Speech Recognition, MIT Press, Cambridge, 1997.
18. A. Weibel, et. al., "Phoneme recognition using time-delay neural networks," IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Proc., 37, pp. 393-404, 1989.
19. Lee C. H., Soong F.K., K.K. Paliwal, Automatic Speech and Speaker Recognition, Kluwer Academic Publishers, 1996
20. Junqua J.-C., J.-P. Haton, Robustness in Automatic Speech Recognition, Fundamentals and Applications, Kluwer Academic Publishers, 1996
21. Jurafsky D., Martin J.H., Speech and Language Processing. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 2000.
22. Жарких А.А., Коннов Е.В. Управляемая визуализация спектра изображения // Докл. всеросс. конф. «Математические методы распознавания образов - 13», М.: МАКС Пресс, 2007, С. 319-323.
23. Жарких А.А., Степанов А.Н., Юрко А.С. Анализ самоподобия речевого сигнала на основе разностных и суммирующих алгоритмов дробного порядка // Труды 61-й научной сессии, посвященной Дню радио, М.: НТОРЭС им. А.С.Попова, 2006, С. 376-377.
24. Жарких А.А., Павлов И.А. Реализация программного модуля распознавания речевых сигналов // Сборник материалов VIII Международной конференции «Распознавание-2008», Ч.1, Курск: Курск. гос. техн. ун-т, 2008, С. 158-159.
25. Павлов И.А., Жарких А.А. Программный модуль выделения информативных признаков речевого сигнала // Материалы 15 межрегиональной научно-технической конференции «Обработка сигналов в системах наземной связи и оповещения», М.: НТОРЭС им. А.С.Попова, 2007, С. 223-224.
26. Zharkikh A., Pavlov I. Audio signal feature extraction based on the algorithm of audio wave coding // Pattern Recognition and Image Analysis: New Information Technologies: Conference Proceedings, Vol. 2. – Nizhny Novgorod, the Russian Federation, 2008, pp. 355 – 358.

УДК 681.3

ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННАЯ ЦИФРОВАЯ ЗВУКОЗАПИСЬ НА ОСНОВЕ СИГМА-ДЕЛЬТА МОДУЛЯЦИИ

Чуфаров И.Г.

История сигма-дельта преобразования звуковых сигналов

Наиболее распространенной и перспективной технологией аналого-цифрового преобразования сигналов звукового диапазона частот сегодня является сигма-дельта модуляция. История возникновения сигма-дельта преобразователей, описанная в [1], восходит к 1954 году, когда С.С. Cutler из Bell Labs запатентовал принцип избыточной дискретизации и преобразования шума с достижением высокого разрешения [2]. Следующее кардинальное усовершенствование было осуществлено в 1969 году, когда D.J. Goodman из Bell Labs опубликовал статью с описанием полного сигма-дельта АЦП Найквиста с цифровым фильтром и дециматором после модулятора [3]. Это стало первым применением сигма-дельта архитектуры непосредственно в производстве АЦП Найквиста.

В 1972 году фирмой Philips был разработан оптический способ записи информации на дисковый носитель. В июне 1979 года между фирмами Philips и Sony был заключен договор о проведении совместных работ по созданию системы оптической записи звука [4]. В результате к маю 1982 года был разработан проект международного стандарта на систему оптической звукозаписи «Компакт-диск» (CD-DA). В данном стандарте, существующем и по сей день, принята частота дискретизации 44,1 кГц и разрядность 16 бит.

При производстве параллельных преобразователей с такими параметрами выяснилось, что реализовать аналоговый фильтр, который бы эффективно подавлял частоты выше 22,05 кГц и не искажал сигнал в полосе 20 Гц–20 кГц практически невозможно. Тем не менее, именно такая фильтрация по идее должна осуществляться до АЦП и после ЦАП во избежание проблем с наложением спектров. Данные ограничения привели индустрию к внедрению и повсеместному использованию сигма-дельта архитектуры, при которой аналоговый сигнал оцифровывается с высокой частотой дискретизации, после чего полученный цифровой поток прореживается в цифровом фильтре-дециматоре (ЦФ-дециматор). При цифро-аналоговом преобразовании осуществляется обратная последовательность действий: сигнал интерполируется (ЦФ-интерполятор), в результате чего повышается частота дискретизации, затем с помощью сигма-дельта модуляции в цифровом виде понижается разрядность цифрового потока, и такой сигнал переводится в аналоговую форму. После этого используется аналоговый фильтр, но, учитывая частоту сигма-дельта модулятора, реализация выходного фильтра не вызывает затруднений. Простейший вариант данной схемы использовал 1-битную модуляцию на частоте, в 64 раза превышающую удвоенную частоту Найквиста ($44,1 \text{ кГц} \cdot 64 = 2,8224 \text{ МГц}$).

Предлагается альтернативная существующим (как 1-битной DSD, так и классической PCM) методика цифровой звукозаписи: DMS-SDM (Direct Multibit Stream from Sigma-Delta Modulator — Прямой мультибитный поток с сигма-дельта модулятора). Суть предлагаемой технологии цифровой звукозаписи — использование «сырой» информации непосредственно с выхода многоразрядного сигма-дельта модулятора. При этом частота дискретизации сохраняемого сигнала должна соответствовать частоте, на которой работает сигма-дельта модулятор. Данная технология имеет ряд преимуществ как перед классической PCM схемой, так и перед 1-битной DSD, и является весьма перспективной.

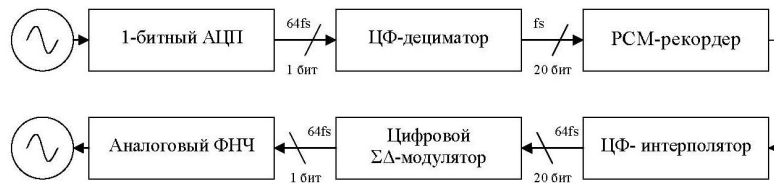
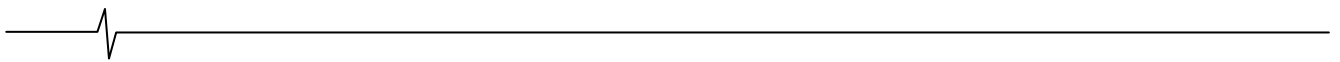
Недостатки существующих форматов звукозаписи

Появление новых оптических носителей (DVD), а также общее развитие отрасли звукозаписи привели к появлению новых форматов — DVD-Audio и SACD.

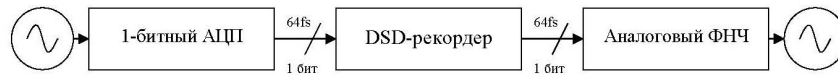
В формате DVD-Audio используется разрядность квантования 24 бит при допустимых частотах дискретизации 44,1 кГц, 48 кГц, 88,2 кГц, 96 кГц, 176,4 кГц и 192 кГц в зависимости от требований к качеству.

При записи SACD фирмы-разработчики Sony и Philips предложили использовать частоту 2,8224 МГц при 1-битном представлении сигнала. В отличие от традиционной импульсно-кодовой модуляции (ИКМ), такая форма сохранения сигнала может быть интерпретирована как цифровая широтно-импульсная модуляция (ШИМ). В терминах Sony и Philips данный способ записи был назван прямым цифровым потоком DSD (Direct Stream Digital). Суть прямого кодирования по методу DSD заключается в следующем. В качестве отправной точки разработчиками была исследована схема «bitstream» кодирования сигнала в формат CD-DA (рис. 1,а). Как сказано в официальных материалах [5], исследования показали, что увеличение разрядности и частоты дискретизации в системах PCM-записи улучшают характеристики системы, но увеличение качества становится все менее и менее заметно. Причина этого — фильтрация. Любая PCM-система использует заграждающие фильтры, которые на входе подавляют все составляющие сигнала выше частоты Найквиста. Более того, любое изменение частоты дискретизации (децимация, интерполяция) также сопровождается применением заграждающих фильтров, что не может не сказываться на качестве сигнала и проявляет себя в искажениях.

По результатам исследований компаниями Sony и Philips было предложено исключить из классической схемы звукозаписи фильтр-дециматор в АЦП и интерполятор с цифровым сигма-дельта модулятором в ЦАП (рис. 1,б). При этом отсутствие в схеме записи и воспроизведения блоков изменения частоты дискретизации и разрядности квантования было отражено в названии как «прямой цифровой поток» (DSD).



Рисунк 1.а — Схема PCM-записи и воспроизведения



Рисунк 1.б — Схема DSD-записи и воспроизведения

Рис. 1. Сравнение PCM и DSD схем звукозаписи и воспроизведения (по материалам Sony и Phillips)

Декларируемые преимущества формата — сокращение схемы звукозаписи и воспроизведения, отсутствие искажений сигнала, связанных с дополнительной обработкой сигнала (децимация, интерполяция, цифровая сигма-дельта модуляция при цифро-аналоговом преобразовании).

При практической реализации указанных соображений фирмы столкнулись с рядом проблем, главная из которых — невозможность цифровой обработки сигнала в формате DSD. Нетрудно сообразить, что любая обработка, даже такая простая, как регулировка уровня, не может быть осуществлена без преобразования сигнала в PCM. А это, в свою очередь, делает невозможным прямopotочную (Direct Stream) звукозапись с применением даже простейшего микширования сигналов нескольких источников, не говоря уже о наложении эффектов (реверберация, эхо, дисторшн и т.д.). Кроме того, возможны дополнительные проблемы с модуляцией шума квантования сигналом, предельными циклами и прочими особенностями одноразрядного представления сигнала [6–8].

Указанные в [6] положения о превосходстве над 1-битным форматом даже 8-битного представления с частотой дискретизации 176,4 кГц (при принятии соответствующих дополнительных мер — добавлении псевдослучайного сигнала и формировании шума), скорее всего, были проанализированы, в том числе и компаниями, внедрившими формат DSD.

В результате в 2004 году был введен формат DXD, позиционируемый в качестве формата подготовки (микширования, обработки и мастеринга) фонограмм для SACD [9]. Авторы формата — компания Digital Audio Denmark. Идею поддержали Sony и Philips. Как ни странно, этот формат использует обычную импульсно-кодovую модуляцию (PCM) с разрядностью 24 бита и

частотой дискретизации 352,8 кГц, что обеспечивает качество лучшее, чем DVD-A, но никак не согласуется с заявлениями о преимуществах кодирования DSD для реализации прямого тракта записи. После микширования, наложения эффектов и мастеринга, по мнению авторов формата DXD, может осуществляться конвертация материала в DSD и запись на SACD. При этом как будто бы преимущества формата DSD должны сохраняться при использовании мультибитных сигма-дельта АЦП и обработки в формате DXD.

Более того, даже при цифро-аналоговом преобразовании в наиболее дорогих и высококачественных SACD-плеерах используется перевод сначала из DSD в PCM, и лишь затем в аналоговый сигнал [10].

Таким образом, вместо рекламируемой схемы (рис. 1,б) записи и воспроизведения DSD-фонограмм, на практике используется схема, представленная на рис. 2.

Разрядность PCM потока M и коэффициент избыточности дискретизации K могут варьироваться в зависимости от требований к качеству получаемого сигнала. В частности, 5-битное преобразование с 128-кратной передискретизацией позволяет достигнуть динамического диапазона 120 дБ в области звукового диапазона частот [11]. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразования на основе мультибитной сигма-дельта модуляции широко применяются при производстве микросхем АЦП и ЦАП [12–14]. В [6] теоретически, а в [15] на практике показано, что каждое преобразование из DSD в PCM и обратно приводят к деградации качества сигнала.

Таким образом, получается, что DSD не обеспечивает прямого потока следования звука от исполнителя к слушателю, и результирующий сигнал является продуктом многократных преобразований из одного формата в другой. Подобная схема не может называться прямopotочной (Direct Stream).

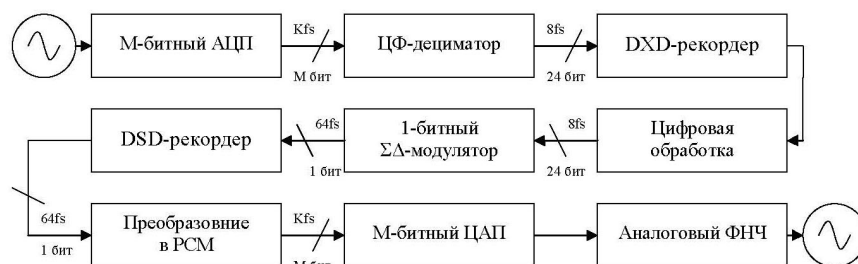


Рис. 2. Реальная схема записи и воспроизведения в формате DSD

Новая технология звукозаписи

Ошибка разработчиков DSD и SACD — подмена понятий. Преимущества формата по сравнению с обычным PCM, используемым в DVD-A, обусловлены не 1-битным квантованием, а избыточной частотой дискретизации, по сравнению с удвоенной частотой Найквиста. Использование одноразрядного квантования — вынужденная компромиссная мера для возможности размещения информации с высокой частотой дискретизации на информационном носителе объемом 4,7 Гбайт (DVD). С появлением новых носителей информации стало возможным дальнейшее усовершенствование технологии звукозаписи.

Существует две взаимно противоположные тенденции развития современной звукозаписи, указанные в [16–19]. Первая тенденция — стремление к сокращению объема файлов для их мобильного переноса, в том числе передачи через Интернет. Вторая — использование большего объема информации, позволяющего как можно точнее передать форму исходного сигнала.

В результате анализа достоинств и недостатков существующих сегодня форматов, был сделан следующий вывод: все преимущества однобитного формата DSD можно обеспечить при использовании стандартной импульсно-кодовой модуляции PCM, в случае, если используется значительная избыточность по частоте дискретизации. При этом недостатки DSD формата будут устранены за счёт многоразрядности, форматов CD-DA, DVD-A и DXD — за счет значительной избыточности частоты дискретизации.

В результате исследований была разработана технология высококачественной цифровой звукозаписи DMS-SDM (Direct Multibit Stream from Sigma-Delta Modulator — Прямой мультибитный поток с сигма-дельта модулятора). Типичная схема записи и воспроизведения звука с использованием DMS-SDM изображена на рис. 3.

Суть предлагаемой технологии цифровой звукозаписи — использование мультибитного сигма-дельта модулированного сигнала непосредственно с выхода многоразрядного сигма-дельта модулятора. При этом частота дискретизации сохраняемого сигнала должна соответствовать частоте, на которой работает сигма-дельта модулятор.

Использование прямого мультибитного потока с выхода сигма-дельта модулятора позволяет обеспечить следующие преимущества по сравнению с традиционной схемой:

- 1). Возможность создания цифрового архива с качеством лучшим, чем в любом из существующих на сегодняшний день форматов (как традиционным PCM, так и 1-битным DSD). Эта методика может, кроме того, быть применена для оцифровки аналоговых мастер-лент. В отличие от сохранения в форматах с децимацией, которые постоянно совершенствуются, запись информации непосредственно с сигма-дельта модулятора АЦП позволяет полностью реализовать потенциал современных преобразователей. Во времена CD-DA считалось нормальным использование частоты дискретизации 44,1 кГц. В DVD-A прореживание осуществляется с меньшим коэффициентом. Только сохранение в формате DMS-SDM позволит конвертировать архивную запись в любой из вновь появившихся форматов с децимацией.

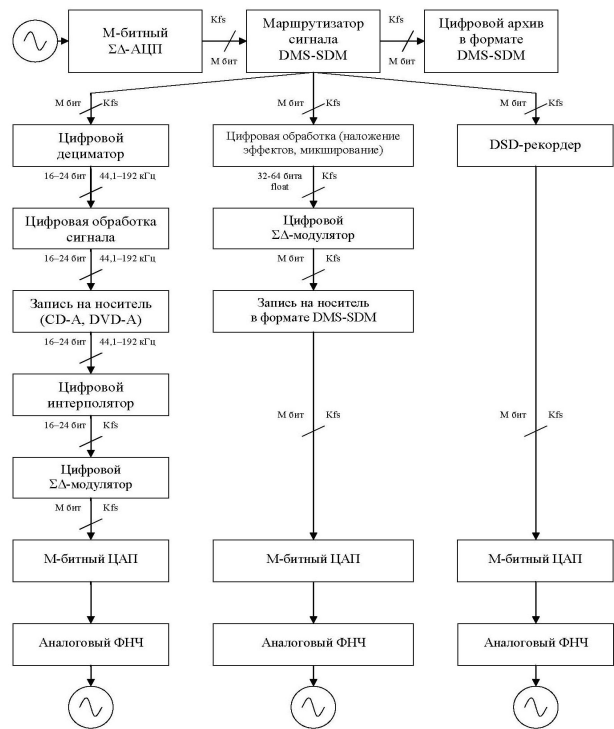


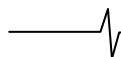
Рис. 3. Схема записи и воспроизведения DMS-SDM

- 2). Сохраненные в формате DMS-SDM записи могут быть сконвертированы в любой из существующих ныне форматов. Отказ от прореживания в реальном времени позволяет использовать сложные, в том числе мультипроходные алгоритмы цифровой фильтрации, необходимые для осуществления операции децимации.

- 3). Возможность применения к одной записи разных алгоритмов обработки. Традиционная схема звукозаписи предполагает априорную известность формата, в котором запись будет тиражироваться. Типичный пример: в случае, если планируется выпуск CD-DA, при подготовке часто используют дискретизацию с частотой 88,2 кГц, если же формат готового продукта — DVD-A, используются частоты дискретизации 96 или 192 кГц. Оцифровывая в формат DMS-SDM, звукоинженер получает возможность выбора произвольного коэффициента децимации после того, как запись уже сделана. При этом за счёт минимальности обработки на стадии записи, негативные эффекты от обработки также будут сведены к минимуму. Кроме того, появляется возможность с минимальными искажениями выпускать конечный продукт в различных форматах.

- 4). Возможность обработки алгоритмами, которые будут внедрены в будущем. Один раз сохраненный архив в формате DMS-SDM, может быть в последующем обработан алгоритмами, которые сейчас по каким либо причинам нереализуемы, например, из-за требуемых больших вычислительных мощностей или применения сложного математического аппарата.

- 5). Возможность наложения цифровых эффектов с качеством лучшим, чем обеспечивается в рамках современных форматов. Учитывая высокую частоту дискретизации, сигнал в формате DMS-SDM может быть обработан алгоритмами, использующими высокоточное представление сигнала (например, 32 бита с плавающей запятой, 64 бита с плавающей запятой) на



частоте дискретизации сигма-дельта модулятора! Учитывая, что для современных преобразователей типичная частота сигма-дельта модулятора может быть равна 6,144 МГц, обработка будет производиться в формате 64 бита с плавающей запятой, 6,144 МГц. По сравнению с современными форматами 24 бит 96-192 кГц, такая обработка будет обладать большей точностью, а результат будет более близок к аналоговому оригиналу.

6). В случае, если данный формат, ввиду необходимости большого объема для хранения информации, окажется неудобным в какой-либо ситуации, в любой момент, на любом этапе от предлагаемой схемы звукозаписи можно перейти к классической, причем без потерь. Поскольку децимация при аналого-цифровом преобразовании, а интерполяция и цифровая сигма-дельта модуляция при преобразовании цифро-аналоговом, всё равно осуществляются, то не имеет значения, осуществлены ли они в реальном времени с использованием микросхем АЦП или ЦАП, или же они, возможно даже с большей точностью, осуществлены с использованием алгоритма, реализованного в DSP или в качестве программы для компьютера.

7). В случае отсутствия цифровой обработки и микширования, только формат DMS-SDM обеспечивает истинно прямой поток информации от исполнителя к слушателю. На сегодняшний день сложилась следующая ситуация: потенциал преобразователей таков, что сигнал с мультибитного АЦП, оцифрованный на высокой частоте дискретизации с глубиной квантования 5 или более бит, либо подвергается децимации и конвертируется в формат DVD-Audio, либо децимация не производится, но осуществляется понижение разрядности до 1 бита, в результате чего записывается DSD сигнал. Таким образом, ни один из существующих форматов в полной мере не реализует потенциал современных преобразователей. Сохранение в любой из форматов (DVD-Audio, DSD или DXD) осуществляется только с помощью обработки для уменьшения потока информации и не может называться прямым (direct). DSD мог считаться форматом прямого потока на момент массового использования 1-битных преобразователей, но сегодня, когда мультибитные преобразователи используются даже в потребительских устройствах, говорить об использовании 1-битного преобразования для профессиональных целей не приходится.

8). Упрощение схем АЦП (за счёт исключения из схемы дециматора) и ЦАП (за счёт исключения из схемы интерполятора и сигма-дельта модулятора).

Моделирование записи сигнала в новом формате

Основа нового формата записи — применение сигма-дельта модуляции. Под сигма-дельта модулятором может пониматься как наиболее общая схема [20] (рис. 4), так и рассматриваемые в данной статье две её разновидности (рис. 5–6). Во всех схемах под Q подразумевается блок квантования, U и V соответственно входной и выходной сигналы модулятора, Y — квантуемый сигнал, а L_0 , L_1 и L — соответствующие передаточные характеристики фильтров в z -области.

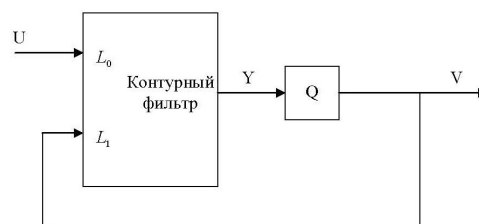


Рис. 4. Наиболее общая топология сигма-дельта модулятора

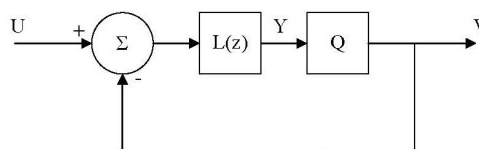


Рис. 5. Топология с фильтрацией в прямом тракте

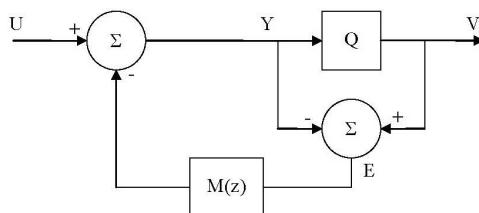


Рис. 6. Топология с фильтрацией в тракте обратной связи по ошибке

Очевидно, что наиболее общая схема рис. 4 может быть описана в z -области следующим уравнением:

$$Y(z) = L_0(z) \cdot U(z) + L_1(z) \cdot V(z) \quad (1)$$

При этом сигнал на выходе блока квантования может быть в случае линейной модели представлен суперпозицией сигналов до и после квантователя:

$$V(z) = Y(z) + E(z). \quad (2)$$

Выразив $Y(z)$ из (2) и подставив полученное выражение в (1), после несложных преобразований можно привести уравнение, описывающее модулятор, к виду:

$$V(z) = \frac{L_0(z)}{1 - L_1(z)} \cdot U(z) + \frac{1}{1 - L_1(z)} \cdot E(z) = STF(z) \cdot U(z) + NTF(z) \cdot E(z), \quad (3)$$

где

$$STF(z) = \frac{L_0(z)}{1 - L_1(z)}, \quad (4)$$

$$NTF(z) = \frac{1}{1 - L_1(z)}.$$

Здесь $STF(z)$ и $NTF(z)$, соответственно, передаточные функции относительно преобразования сигнала и шума модулятора. Соотношения для $STF(z)$ и $NTF(z)$ также могут быть получены для схем на рис. 5 и 6.

В частности, для схемы с фильтрацией в прямом тракте получаются следующие выражения:

$$STF(z) = \frac{L(z)}{1 + L(z)}, \quad (5)$$

$$NTF(z) = \frac{1}{1 + L(z)}.$$

Для схемы с фильтрацией в тракте обратной связи по ошибке квантования получается:

$$\begin{aligned} STF(z) &= 1, \\ NTF(z) &= 1 - M(z). \end{aligned} \quad (6)$$

Из формул видно, что в случае использования схемы с фильтрацией в прямом тракте можно добиться, чтобы шум квантования был сосредоточен в высокочастотной области, в то время как полезный сигнал претерпевал бы преобразования, аналогичные прохождению через ФНЧ. При этом примерные графики АЧХ для STF и NTF могут выглядеть, как на рис. 7.

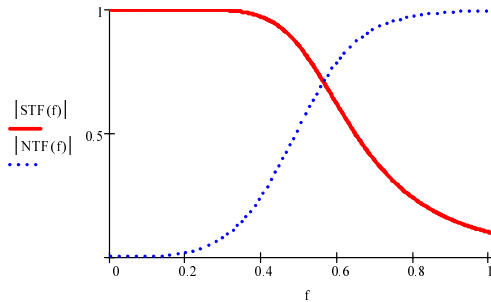


Рис. 7. АЧХ фильтров полезного сигнала и шума квантования при схеме с фильтрацией в прямом тракте

При использовании топологии с фильтрацией в тракте обратной связи по ошибке, будет фильтроваться только шум (рис. 8).

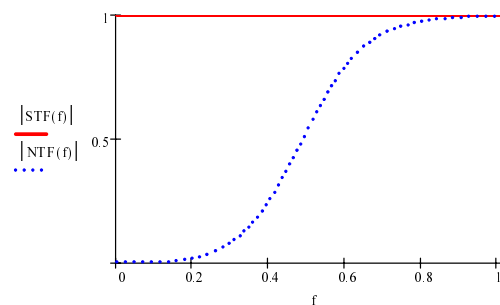


Рис. 8. АЧХ фильтров полезного сигнала и шума квантования при схеме с фильтрацией в тракте обратной связи

Видно, что при использовании схемы с фильтрацией в тракте обратной связи, фильтрация полезного сигнала не осуществляется. Полезный сигнал подвергается фильтрации непосредственно только в процессе децимации, поэтому изучение влияния на качество сигнала именно алгоритма децимации имеет высокую важность с прикладной точки зрения.

Сигма-дельта модуляция определяет такие фундаментальные характеристики системы, как спектр и мощность шума квантования, динамический диапазон системы. В случае предположения об оцифровке сигнала с использованием одного и того же сигма-дельта АЦП с последующим сохранением в различные форматы (с децимацией и без), можно получить результаты, присущие конкретному алгоритму прореживания, свойственному каждому из форматов.

В качестве тестового сигнала для демонстрации возможностей формата был использован меандр (15 кГц), показывающий одновременно и способность системы обрабатывать быстрые фронты сигнала, и возможность передачи высоких частот (т.к. спектр меандра бесконечен) и искажения, вносимые системой.

Такой же тип сигналов был выбран в качестве тестового при демонстрации преимуществ DSD над CD-DA. Результаты моделирования систем с различной частотой дискретизации — 48 кГц, 96 кГц, 192 кГц (DVD-Audio), 352,8 кГц (DXD), 2,8224 МГц (DSD) и 6,144 кГц (DMS-SDM, 128-кратный оверсемплинг) представлены на рис. 9.

По результатам моделирования видно, что преобразование аналогового сигнала меандра в цифровой формат с наилучшим качеством обеспечивает именно новый формат DMS-SDM. Конечный продукт, который в последствии будет воспроизведен потребителем, может быть в любом из представленных форматов. Но только сохранение материала в формате DMS-SDM позволяет путём конвертации получать различные варианты одной и той же записи. При этом выбор конечного формата может быть обусловлен характером музыкального материала.

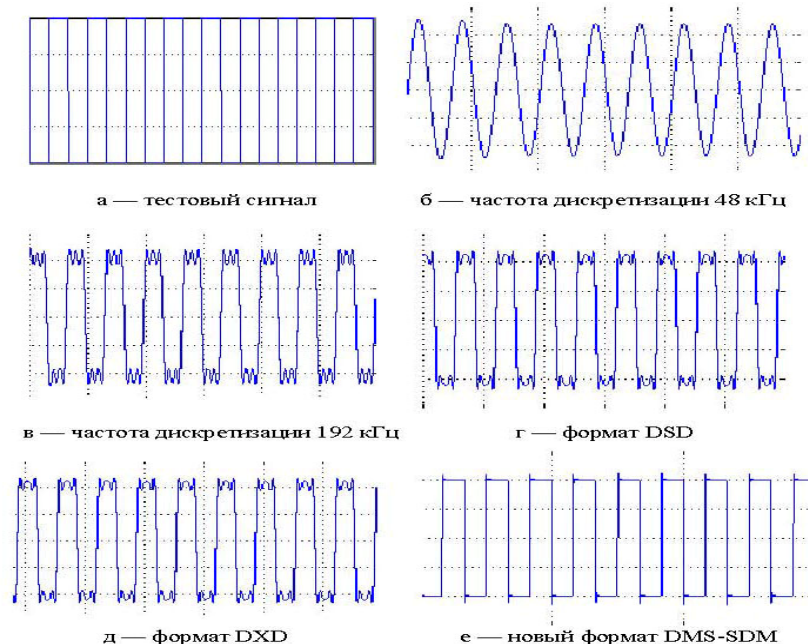
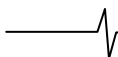


Рис. 9. Моделирование записи сигнала в существующих и в новом форматах



Например, при наличии в записи резких ударных звуков с крутыми фронтами может быть выбран меньший коэффициент децимации, чем при конвертации записи с достаточно узким динамическим диапазоном (современная электронная танцевальная музыка). Кроме того, при децимации могут быть использованы различные типы фильтров (с линейной фазой, минимально-фазовые), так же применяемые индивидуально в зависимости от характера музыкального материала, с возможностью контрольного прослушивания и выбора наилучшего результата.

Перспективы системы

Как уже было сказано выше, и подчеркнуто в [17–19], тенденции современной звукозаписи таковы, что одни технологии направлены на сокращение размера файла, пусть и с ущербом для качества, а другие за счёт использования большего объёма информации позволяют качество улучшить.

В любом случае, формат записи — это всегда компромисс между качеством, объёмом информации и удобством её обработки. С точки зрения соотношения объёма информации к качеству звучания предлагаемый формат DMS-SDM не является оптимальным решением. Но когда требуется бескомпромиссное качество и важно сохранить мельчайшие нюансы музыкального произведения, а объём записываемой информации не так важен, DMS-SDM может стать форматом будущего, так как полностью реализует потенциал современных преобразователей и может быть впоследствии перекодирован в любой из существующих или вновь введённых форматов с минимальными потерями.

Кроме того, уже сейчас формат DMS-SDM подходит для серьёзной студийной звукозаписи с последующей конвертацией в один из потребительских форматов, при этом после записи для отдельных композиций (или даже партий отдельных инструментов) всегда возможен прецизионный подбор параметров децимации, контролируемый в том числе и непосредственным прослушиванием.

Применимость формата в качестве потребительского может быть определена следующим образом. Если принять разрядность квантования равной 5 бит и частоту дискретизации 6,144 МГц, получаемый битрейт составит 30,72 Мбит/с. По сравнению с типичным битрейтом современных форматов, это, безусловно, много. Тем не менее, уже существуют оптические носители большой вместимости (например, Blu-Ray), которые на сегодняшний день используются в основном для записи видео высокой чёткости. Эти же носители можно использовать для записи аудиоинформации в формате DMS-SDM. В частности, на диск Blu-ray вместимостью 100 Гбайт может быть записана 6-канальная фонограмма в формате DMS-SDM. Соответственно, для сохранения двухканальной фонограммы потребуется около 35 Гбайт. Следует также учитывать возможность применения существующих методик сжатия без потерь, что может обеспечить, например, возможность записи DMS-SDM сигнала на Blu-Ray диск вместимостью 25 Гбайт. Возможны разные комбинации методики сжатия и выбора носителя, но, так или иначе, есть все предпосылки к тому, чтобы формат DMS-SDM был реализован на практике, как в профессиональной сфере (студийная звукозапись), так и в качестве потребительского формата.

Литература

1. Аналого-цифровое преобразование / Под ред. Уолта Кестера. — Техносфера. — М., 2007.
2. C.C.Cutler. Transmission Systems Employing Quantization. U.S.Patent 2, 927, 962, filed april 26, 1954, issued March 8, 1960.
3. D.J.Goodman. The Application of Delta Modulation of Analog-to-PCM Encoding. Bell System Technical Journal, Vol. 48, February 1969, pp. 321-343. Reprinted in N.S.Janant, Waveform Quantization and Coding, IEEE Press and John Wiley, 1976, ISBN 0-471-01970-4.
4. Никамин В.А. Цифровая звукозапись. Технологии и стандарты. — СПб: Наука и техника, 2002.
5. "Super Audio Compact Disc: A Technical Proposal", Philips/Sony white paper, 12 pp. (1997).
6. S. P. Lipshitz and J. Vanderkooy, "Why 1-Bit Sigma-Delta Conversion is Unsuitable for High-Quality Applications", presented at the 110th Convention of the Audio Engineering Society, Amsterdam, The Netherlands, 2001 May 12-15. (Companion to the present paper.)
7. S. P. Lipshitz and J. Vanderkooy, "Why Professional 1-Bit Sigma-Delta Conversion is a Bad Idea", presented at the 109th Convention of the Audio Engineering Society, Los Angeles, CA, 2000 Sept. 22-25, preprint 5188; a Supplementary Information booklet (9 pp.), handed out at the presentation, is obtainable from SPL by e-mail at spl@audiolab.uwaterloo.ca. (This reference should be considered superseded by the present paper.)
8. J. Vanderkooy and S. P. Lipshitz, "Towards a Better Understanding of 1-Bit Sigma-Delta Modulators", presented at the 110th Convention of the Audio Engineering Society, Amsterdam, The Netherlands, 2001 May 12-15. (Companion to the present paper.)
9. The advantages of DXD for SACD. White paper
10. А. Стриганов. SACD vs. DVD-Audio: практическое исследование форматов высокого разрешения. Электронный журнал ixbt.com, 5.08.2004. <http://www.ixbt.com/dvd/sacd-dvd-a.shtml>
11. Ichiro Fujimori, Akihiko Nogi, Tetsuro Sugimoto. A Multibit Delta-Sigma Audio DAC with 120-dB Dynamic Range // IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 35, NO. 8, AUGUST 2000
12. CS4398: 120 dB, 192 kHz Multi-Bit DAC with Volume Control. Cirrus Logic, Inc. 2005
13. DSD1702: Enhanced multiformat, delta-sigma, audio digital-to-analog converter. Texas Instruments Incorporated, 2002.
14. DSD1792: 24-bit, 192-kHz sampling, advanced segment, audio stereo digital-to-analog converter. Texas Instruments Incorporated, 2003.
15. М.Лядов. DSD-рекордер KORG MR-1000 с поддержкой DSD 2.8/5.6 МГц и PCM 24/192. — Электронный журнал ixbt.com, 5.02.2008. — <http://www.ixbt.com/proaudio/korg-mr1000.shtml>
16. И.Г.Чуфаров. Современная звукозапись. Нестандартный подход: адаптивное аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование сигналов звукового диапазона. — Материалы международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение – 2007», 2007.
17. И.Г.Чуфаров. Адаптивное аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование сигналов звукового диапазона. — Публикация в сборнике трудов кыштымского филиала ЮУрГУ, 2007.
18. И.Г.Чуфаров. Компенсация эффектов, связанных с уменьшением разрядности квантования при сжатии объёма данных аудиосигналов. — Публикация в сборнике трудов кыштымского филиала ЮУрГУ, 2008.
19. А.Ю.Светлов, И.Г.Чуфаров. Компенсация эффектов, связанных со сжатием объёма данных аудиосигналов. — Материалы 16-ой международной научно-технической конференции «Информационные средства и технологии», 21 - 23 октября 2008 года.
20. Richard Schreier, Gabor C. Temes. Understanding Delta-Sigma Data Converters. New York, NY: IEEE Press, 2004.