ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 2/2014

Воронеж 2014

Главный редактор
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель
докт. техн. наук, проф., чл.-кор. РАН
В.И. БОРИСОВ

Зам. председателя
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

докт. физ.-мат. наук, проф.
Э.К. АЛГАЗИНОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
А.С. БАГДАСАРЯН (г. Москва)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
А.С. БУГАЕВ (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
Ю.В. ГУЛЯЕВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.И. КУЗНЕЦОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
Н.А. КУЗНЕЦОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, с.н.с.
И.И. МАЛЫШЕВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф.
Ю.Б. НЕЧАЕВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.Н. ПОВЕТКО (г. Воронеж)
докт. техн. наук, доцент
А.Ю. САВИНКОВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. СИГОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
Ю.С. СУХОРУКОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.Н. ТОЛСТЫХ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)
докт. техн. наук, проф.
А.П. ЯРЫГИН (г. Воронеж)

Научно-технический журнал «Теория и техника радиосвязи» издаётся с 1966 года.

Выходит 4 раза в год.

В журнале публикуются статьи ведущих специалистов, докторантов и аспирантов ОАО «Концерн «Созвездие» (Воронежского НИИ связи) и отрасли по общим вопросам радиосвязи, теоретическим и экспериментальным исследованиям в области передачи непрерывных и дискретных сообщений, проблемам помехоустойчивости и методам передачи информации в условиях высокоорганизованного радиопротиводействия; особенностям построения различных видов систем связи с использованием узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов; вопросам разработки методов совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих систем, а также другим вопросам областей исследований, соответствующих группе специальностей 05.12.00 «Радиотехника и связь» и смежным специальностям группы 05.13.00 «Информатика, вычислительная техника и управление».

Журнал входит в Перечень изданий, рекомендуемых ВАК РФ
для опубликования основных результатов диссертаций
на соискание учёной степени доктора и кандидата наук.

Учредитель и издатель:

ОАО «Концерн «Созвездие»

Издание зарегистрировано
в Федеральной службе по надзору в сфере связи,
информационных технологий и массовых коммуникаций.
Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-36740 от 1 июля 2009 г.

Подписной индекс
по Каталогу российской прессы
«Почта России» – 72972

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛ Уч.-изд. л. – 12,2
Тираж 200 экз. Заказ № 80
Подписано в печать 28.05.2014 г.

© ОАО «Концерн «Созвездие», 2014

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 2, 2014

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Обзор алгоритмов маршрутизации в беспроводных сенсорных сетях
С.Н. Жарков …… 5

Моделирование динамичной электромагнитной обстановки для оценки времени подавления узкополосной линии связи заградительной помехой
А.Д. Коробова, Е.А. Хромых …….. 16

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Комплексное канальное представление для декодирования широкополосного сигнала нейронной сетью при управлении удаленными объектами
С.В. Артыщенко, П.А. Головинский, Р.А. Чернов …….. 25

Метод ускорения декодирования сверточного турбокода
В.А. Гаев, А.В. Головской …… 31

Предельные характеристики энергетического обнаружения детерминированных и стохастических сигналов
А.Е. Лимарев, Т.Ф. Капаева, Ю.Н. Максюта, В.И. Шестопалов ……. 37

Интермодуляционные искажения в радиотрактах диапазона ДКМ
В.А. Маковий, М.А. Евсеев ……. 47

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Выбор критериев качества функционирования непозиционных цифровых фильтров и оценка их показателей
А.В. Велигоша …….. 54

Структурная организация параллельного спецпроцессора цифровой обработки сигналов, использующего модулярные коды
И.А. Калмыков, М.И. Калмыков …… 60

РАЗНОЕ

Оценка вектора состояния высокодинамичных летательных аппаратов с использованием сигма-точечного фильтра Калмана с нелинейной моделью динамики объекта
Х.М. Абдалла, В.В. Кирюшкин…….. 67

Внутренние напряжения в нанокристаллических пленках Ag-Cu
М.А. Босых, С.Б. Кущев, О.А. Лукин……..……..…….. 74

Разработка метода реализации стеганографической вместимости графической информации
Д.А. Велигоша, Н.А. Кулик……..……..…….. 78

Сжатие изображений с помощью адаптивных ортогональных вейвлетов четвертого порядка и генетических алгоритмов
Р.А. Воронкин……..……...…….. 83

Определение рисков функционирования системы управления предприятиями ОПК в условиях кибервойны
В.В. Дудчак, И.Ю. Тычинин, К.А. Мосоров, Я.М. Бредихина…….……..…….. 88

Об оптимизации управления связанными развивающимися системами на примере перераспределения ресурсов (инвестиций) на развитие ИКТ
Я.Е. Львович, Д.А. Недосекин, И.И. Фефилов, П.Л. Савинский…….……..…….. 93

Оценка достоверности текущих решений, формируемых подсистемой навигационно-связной идентификации
С.С. Ткаченко……..……...…….…….. 98

УДК 004.724.4

ОБЗОР АЛГОРИТМОВ МАРШРУТИЗАЦИИ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ

С.Н. Жарков, ст. инж., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: szharkov@mail.ru

Представлен обзор алгоритмов маршрутизации в беспроводных сенсорных сетях со стационарными и мобильными узлами. На основе анализа алгоритмов показаны основные направления их дальнейшего развития.

Ключевые слова: *мобильная беспроводная сенсорная сеть, кластеризация, маршрутизация*.

ROUTING ALGORITHMS IN WIRELESS SENSOR NETWORKS: A SURVEY

S.N. Zharkov, senior engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: szharkov@mail.ru

An algorithm routing survey in sensor networks with stationary and mobile nodes is presented. Possible future research areas are shown on the basis of algorithm analysis.

Keywords: *mobile sensor network, clustering, routing.*

В настоящее время большое внимание уделяется беспроводным сенсорным сетям (БСнС) [1–38], которые, являясь особым видом беспроводных ad hoc сетей, состоят из множества сенсорных устройств (сенсорных узлов), распределенных в заданном районе. Каждый сенсорный узел способен измерять различные параметры и устанавливать беспроводные соединения с другими сенсорными узлами, обрабатывать радиосигналы и формировать маршруты для передачи данных измерения. Из-за ограниченности заряда батарей сенсорных узлов в БСнС время их функционирования (время жизни) намного меньше времени функционирования всей сети. Для продления времени жизни узлов БСнС используется иерархическая структура [2]: сенсорные узлы передают собранные данные не напрямую базовой станции (пункту назначения), а узлам, вокруг которых они объединяются в кластеры, а те, агрегируя данные и устраняя их избыточную информацию, отправляют их базовой станции (БС). Узлы, которые собирают сенсорные данные от своих соседей, называются головными. Передача данных БС описанным способом более энергоэффективна [3], чем если бы каждый сенсорный узел отправлял свои данные БС самостоятельно. Беспроводные сенсорные сети, в основном, используются для мониторинга исследуемых участков суши, воздуха и водной поверхности. Например, в [38] описана беспроводная наземная сенсорная сеть, разработанная компанией Lockheed Martin, для контроля определенных районов вместе с беспилотными летальными аппаратами при сведении к минимуму участия удаленного оператора. В [39] описано применение БСнС для обнаружения пожаров в лесном массиве.

Дальнейшим развитием БСнС со стационарными узлами стали сенсорные сети с мобильными головными узлами [4], что позволило повысить эффективность сбора данных от сенсорных узлов, уменьшив количество ретрансляций от источника данных до БС. Тем не менее возможны ситуации, когда все узлы сенсорных сетей должны быть мобильными. Например, в [1] обосновывается использование мобильных сенсорных узлов при обнаружении нарушителя, вторгшегося в район, контролируемый БСнС. БСнС с мобильными узлами получили название мобильных сенсорных сетей (МБСнС).

Поскольку одной из наиболее важных задач при проектировании БСнС со стационарными и мобильными узлами является разработка алгоритмов маршрутизации данных между их узлами, обзор и классификация алгоритмов маршрутизации в БСнС является актуальной задачей.

1. Классификация алгоритмов маршрутизации в беспроводных сенсорных сетях

Беспроводные сенсорные сети относятся к беспроводным ad hoc сетям с топологией, которая меняется из-за выхода из строя сенсорных узлов после окончания заряда их батарей, а в случае мобильности узлов – и из-за их движения. Аналогично сетевая топология изменяется в мобильных ad hoc сетях (MANET). Поэтому для классификации алгоритмов маршрутизации в БСнС со стационарными и мобильными узлами можно использовать классификацию алгоритмов, принятую для MANET [3], т.е. классифицировать алгоритмы по

способу обновления таблиц маршрутизации (реактивные, проактивные и гибридные), по способу формирования маршрутов (алгоритмы стохастической и детерминированной маршрутизации), по количеству уровней в сетевой иерархии (алгоритмы одноуровневой и иерархической маршрутизации) и по использованию данных о местоположении (географические и негеографические).

По способу обновления таблиц маршрутизации алгоритмы маршрутизации в БСнС разделяются на три класса [3]: реактивные, проактивные и гибридные. С помощью реактивных алгоритмов поиск оптимального маршрута ведется после получения данных, которые узел должен передать по назначению, а при использовании проактивных алгоритмов маршруты формируются до возникновения необходимости передачи полезной информации. Алгоритмы каждого класса имеют свои достоинства и недостатки. Применение реактивных алгоритмов приводит к задержке в передаче данных из-за потери времени на формирование маршрута, а проактивные алгоритмы позволяют свести эту задержку к минимуму. Тем не менее при проактивном подходе с помощью служебных сообщений формируются маршруты, которые не используются для передачи данных. Третьим классом алгоритмов маршрутизации в МБСнС являются гибридные алгоритмы, сочетающие в себе особенности реактивных и проактивных.

Среди алгоритмов маршрутизации в БСнС можно выделить большую группу алгоритмов, основанных на принципах роевого интеллекта [3, 5, 40], которые начали развиваться после успешных попыток применить результаты такого научного направления, как «природные вычисления», к решению задач маршрутизации в телекоммуникационных сетях. Алгоритмы, которые были при этом разработаны, основаны на муравьиных алгоритмах, в основе которых лежит имитация поведения муравьёв при поиске наилучшего пути, например, к пище. Муравьи выбирают тот путь, который сильнее обогащён особым веществом насекомых – феромоном, оставленным другими насекомыми. Более короткие пути будут чаще обогащаться феромоном. В то же время длинные пути станут выбираться насекомыми реже, и феромон с них в конце концов испарится. Если говорить о применении муравьиных алгоритмов в мобильной сети, то поведение насекомых моделируется распространением сообщений, которые оставляют в памяти принимающих их узлов маркеры (аналог феромона). Пути, содержащие узлы с маркерами, будут с большей вероятностью выбраны при формировании маршрута до пункта назначения. В результате будет найден оптимальный маршрут для доставки пакетов. Алгоритмы маршрутизации в БСнС, разработанные не на основ принципов роевого интеллекта, можно называть алгоритмами детерминированной маршрутизации.

По количеству уровней в сетевой иерархии алгоритмы маршрутизации в БСнС можно делить на алгоритмы одноуровневой и иерархической маршрутизации. Анализ литературы показал, что одним из отличительных признаков, по которому сети с передачей сенсорных данных можно относить к беспроводным сенсорным сетям, является не только меньшее время жизни сенсорных узлов по сравнению с временем жизни всей сети, но и использование в них иерархической структуры. Поэтому все используемые в БСнС алгоритмы маршрутизации являются иерархическими.

При формировании маршрутов в БСнС так же, как и в MANET, можно использовать информацию о местоположении узлов. Алгоритмы маршрутизации в БСнС, основанные на географических данных, называются географическими, а алгоритмы, не использующие такие данные, – негеографическими.

Аналогично тому, как большинство разрабатываемых алгоритмов маршрутизации в MANET основаны на алгоритмах протоколов AODV [41] и OLSR [42], в области сенсорных сетей существуют фундаментальные алгоритмы маршрутизации (LEACH [6], PEGASIS [34] и TEEN [35]), на основе которых были разработаны последующие алгоритмы маршрутизации в сенсорных сетях со стационарными и мобильными узлами. Новые алгоритмы маршрутизации можно классифицировать следующим образом (рис. 1):

1. Алгоритмы маршрутизации в беспроводных сенсорных сетях на основе способа выбора головных узлов при формировании кластеров (см. раздел 3):

– алгоритмы маршрутизации на основе централизованного выбора головных узлов (см. раздел 3.1);

– алгоритмы маршрутизации на основе учета энергии батарей сенсорных узлов при выборе головных узлов (см. раздел 3.2);

– алгоритмы маршрутизации на основе выбора головных узлов с использованием инфор-

мации о расположении сенсорных узлов в районе развертывания (см. раздел 3.3).

2. Алгоритмы маршрутизации на основе передачи данных от головных узлов базовой станции по многоретрансляционному маршруту (см. раздел 4).

3. Алгоритмы маршрутизации, использующие запасные головные узлы (см. раздел 5).

Учитывая важность алгоритмов LEACH, PEGASIS и TEEN, в разделе 2 приведено их краткое описание. В разделах 3 и 4 показано дальнейшее развитие основных алгоритмов для БСнС со стационарными узлами, а в разделе 5 описаны алгоритмы маршрутизации, которые учитывают мобильность сенсорных узлов.

Рис. 1. Классификация алгоритмов маршрутизации в беспроводных сенсорных сетях

2. Основные алгоритмы маршрутизации в беспроводных сенсорных сетях

Первыми алгоритмами маршрутизации в БСнС являются LEACH [6], PEGASIS [34] и TEEN [35], которые стали основой для разработки алгоритмов маршрутизации в БСнС как со стационарными, так и с мобильными узлами.

2.1. Алгоритм LEACH

Алгоритм LEACH (Low-Energy Adaptive Clustering Hierarchy) [6] является одним из первых алгоритмов иерархической маршрутизации в БСнС. На его основе разработано большинство алгоритмов маршрутизации в БСнС. Такой алгоритм использует двухуровневую иерархию. Первый уровень предназначен для связи между узлами внутри кластеров, собирающими данные, и головными узлами, отправляющими агрегированные данные БС (рис. 2), а другой – для передачи данных головными узлами БС. Головные узлы выбираются среди всех узлов и меняются случайным образом, так чтобы уменьшить энергопотребление в сети. Время функционирования сети делится на циклы, каждый из которых состоит из двух фаз – фазы формирования кластеров и фазы передачи данных.

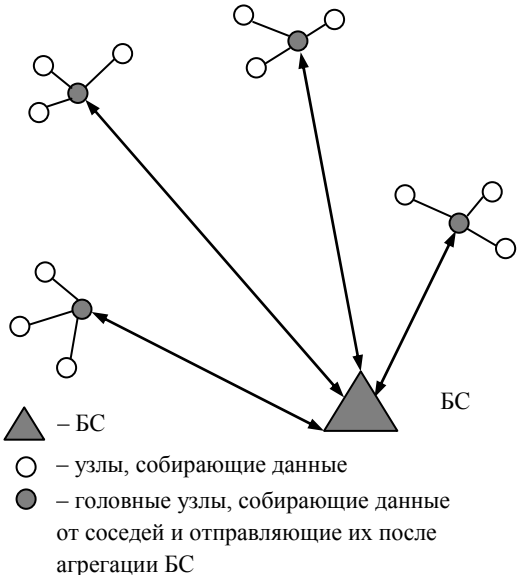


Рис. 2. Использование алгоритма LEACH

В фазе формирования кластеров головные узлы выбираются следующим образом:

1. Каждый *n*-й узел сети генерирует случайное число ξ_n, значение которого лежит в пределах от 0 до 1;

2. Каждый *n*-й узел сети вычисляет пороговое значение $T_n(i)$ по формуле

$$T_n(i) = \begin{cases} \dfrac{P}{1 - P\left(\mathrm{mod}\left[i, 1/P\right]\right)}, & n \in G_i, \\ 0, & n \notin G_i, \end{cases}$$

где *n* – номер узла сети; *i* – номер временного этапа функционирования сети; mod() – операция определения остатка от деления; *P* – параметр, характеризующий желательное количество головных узлов в течение *i*-го временного этапа ($P = N_a / N$, где N_a – желательное количество функционирующих головных узлов, N – общее количество функционирующих узлов в сети); G_i – множество узлов, которые не были выбраны головными узлами последние $1/P_n$ временных этапов. Например, если $P = 0{,}05$, то для *n*-го узла значение T_n в нулевом цикле равно 0,05, во 2-м цикле – $T_n(2) = 0{,}0526\ldots$, в течение i_0-го временного этапа – $T_n(i_0) = 1$, где $i_0 = round\left(1/P - 1\right)$, round() – операция округления.

На рис. 3 представлены графики зависимостей T_n от номера временного этапа *i* при $P = 0{,}05;\ 0{,}1;\ 0{,}3$.

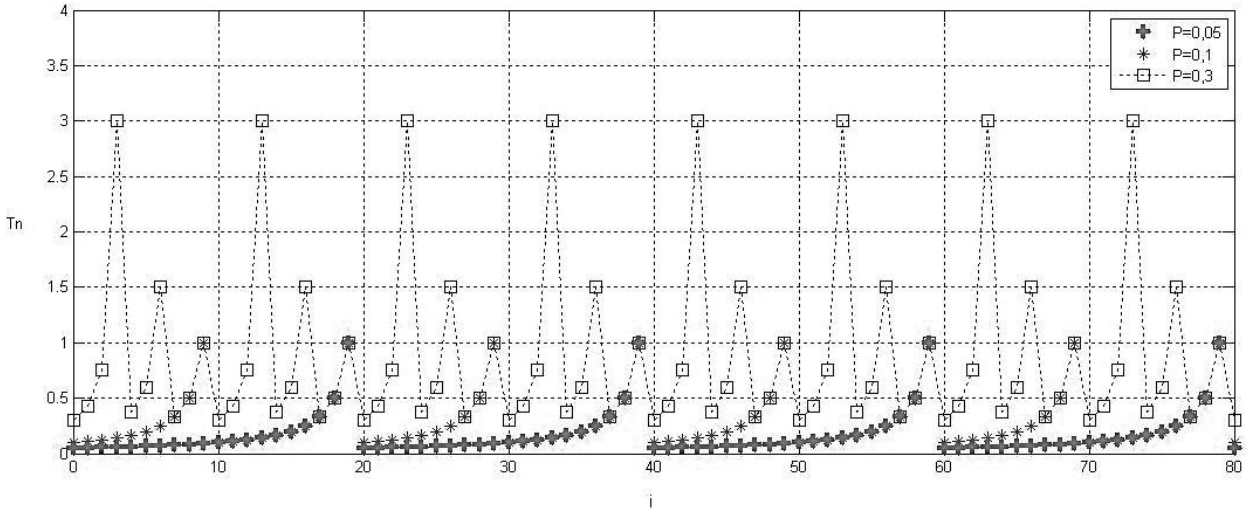


Рис. 3. Зависимости порогового значения T_n от номера временного этапа функционирования беспроводной сенсорной сети *i*

3. Каждый *n*-й узел сравнивает значение $\xi_n(i)$ с $T_n(i)$. Если $\xi_n(i) \le T_n(i)$, то узел выбирается в качестве головного узла, иначе он становится одним из собирающих узлов.

После этого головные узлы широковещательно рассылают приветственные сообщения соседним узлам. Узлы, которые принимают такие приветственные сообщения, выбирают для себя те головные узлы, мощность сигналов от которых была наибольшей. Затем эти узлы отправляют выбранным головным узлам запросы на присоединение к кластеру. Головные узлы, получив запросы, добавляют информацию об узлах, отправивших эти сообщения, в таблицу соседних узлов и далее формируют для них временное расписание для передачи данных (TDMA-расписание), которое многоадресно им рассылают. На этом фаза формирования кластеров завершается.

В фазе передачи данных каждый узел в кластере отправляет данные головному узлу согласно TDMA-расписанию. После получения данных от всех узлов кластера головной узел агрегирует данные и отправляет их БС.

2.2. Алгоритм PEGASIS

При использовании алгоритма PEGASIS (Power-Efficient Gathering in Sensor Information Systems) [34] в отличие от LEACH головные узлы выбираются не случайным образом, а на основе оставшейся энергии батарей как звенья цепи для доставки сенсорных данных БС с помощью ретрансляций (рис. 4). Каждый узел, являющийся звеном цепи, собирает данные монито-

ринга от своих соседей, агрегирует их и отправляет дальше по цепи БС. Недостатками PEGASIS являются значительное энергопотребление в звеньевых узлах из-за постоянной агрегации и передачи данных, а также большая временная задержка при передаче данных БС удаленными от нее узлами.

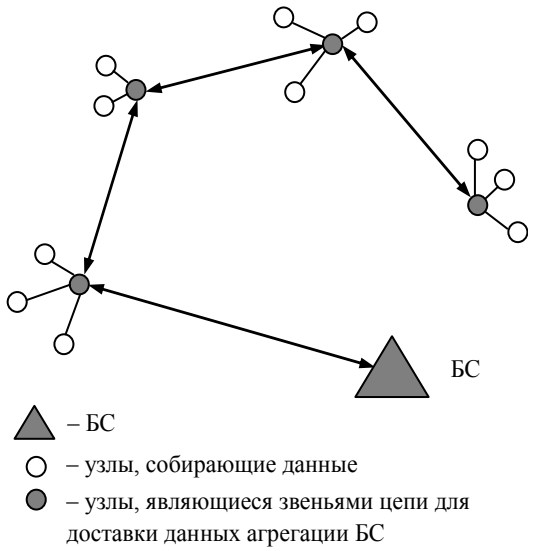


Рис. 4. Использование алгоритма PEGASIS

Результатом улучшения PEGASIS стал алгоритм H-PEGASIS [36]. В соответствии с H-PEGASIS для уменьшения временной задержки при передаче данных БС формируются кластеры (рис. 5), в которых формируются цепи для доставки сенсорных данных головным узлам, а те, в свою очередь, после агрегации данных отправляют их по цепи из головных узлов БС.

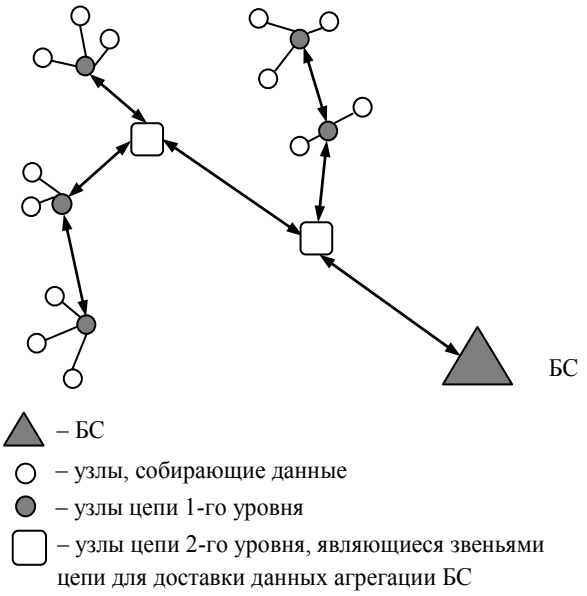


Рис. 5. Использование алгоритма H-PEGASIS

2.3. Алгоритм TEEN

При использовании алгоритма TEEN (Threshold-sensitive Energy-Efficient sensor Network) [35] сенсорные данные отправляются БС не постоянно, а при выполнении определенных условий. Начальным условием является превышение значения исследуемого параметра a (например, температуры) «жесткого» порога h_H. В дальнейшем данные передаются БС, только если значение a превысит предыдущее значение больше, чем на h_S (значение «мягкого» порога). В [37] предложен алгоритм APTEEN, согласно которому пороговые значения меняются адаптивно в зависимости от изменения условий мониторинга.

3. Алгоритмы маршрутизации в беспроводных сенсорных сетях на основе способа выбора головных узлов при формировании кластеров

Наиболее важным этапом доведения данных до БС в БСнС является этап выбора головных узлов. Алгоритмы, которые основаны на улучшении способа выбора головных узлов, могут быть разделены на три класса:

1) алгоритмы маршрутизации на основе централизованного выбора головных узлов;

2) алгоритмы маршрутизации на основе учета энергии батарей сенсорных узлов при выборе головных узлов;

3) алгоритмы маршрутизации на основе выбора головных узлов с использованием информации о расположении сенсорных узлов в районе развертывания.

3.1. Алгоритмы маршрутизации в беспроводных сенсорных сетях на основе централизованного выбора головных узлов

В алгоритме LEACH-C [11, 12] в отличие от алгоритма LEACH используется не только децентрализованный подход, но и централизованный. Аналогично тому, как в алгоритме TEEN (см. раздел 2.3) узлы могут передавать данные БС только при выполнении определенного условия, LEACH-C используется условие, при котором узлы могут стать головными для передачи дан-

ных БС. В LEACH-C перед выбором головных узлов сенсорные узлы отправляют БС информацию об оставшейся энергии батарей и координаты своего местоположения, которые могут быть определены с помощью приборов навигации. БС использует эту информацию для вычисления среднего значения оставшейся энергии батарей сенсорных узлов E_{mean}, которое затем рассылает всем узлам этого кластера. Далее в случайном выборе головных узлов согласно алгоритму LEACH участвуют только те узлы, у которых оставшаяся энергия батарей больше средней энергии E_{mean}. В [13] такой алгоритм назван SECA (Save Energy Clustering Algorithm).

В [14] предлагается другой централизованный алгоритм, названный авторами EATEC (Energy Aware Threshold based Efficient Clustering). Алгоритм заключается в выполнении следующих процедур:

1. БС отправляет запрос о предоставлении оставшейся энергии сенсорным узлам (рис. 6).

2. После получения данных об оставшейся энергии узлов БС на основе критерия максимума оставшейся энергии выбирает головные узлы, которые будут собирать данные мониторинга от своих соседей, агрегировать их и передавать их БС. После этого БС отправляет узлам, выбранным головными, сообщения с информацией о своем выборе (рис. 7).

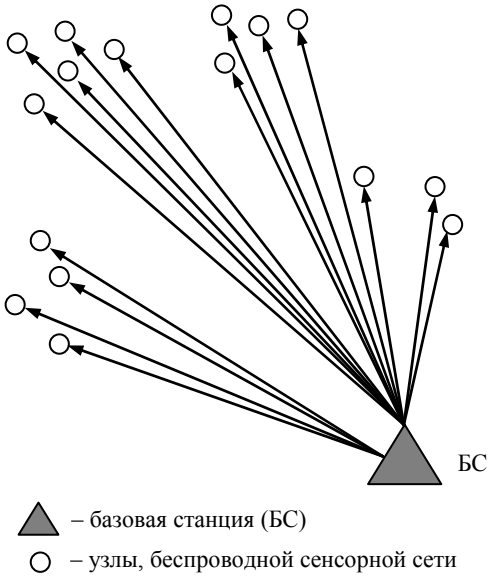


Рис. 6. Отправка базовой станцией запроса об оставшейся энергии узлам при использовании централизованного алгоритма выбора головных узлов

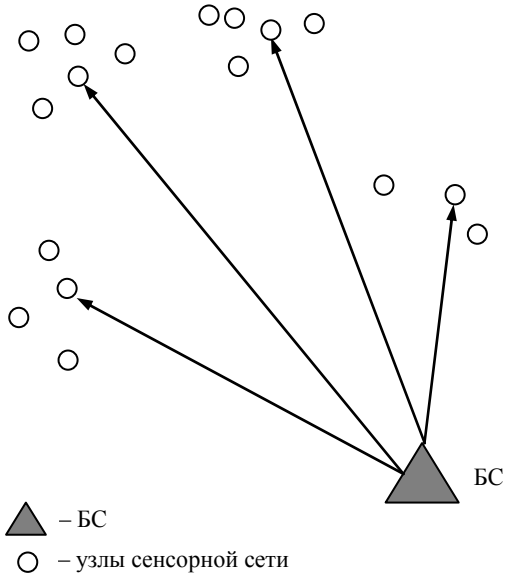


Рис. 7. Отправка базовой станцией узлам, выбранным ею в качестве головных, сообщений с информацией о своем выборе

3.2. Алгоритмы маршрутизации в беспроводных сенсорных сетях на основе учета энергии батарей сенсорных узлов при выборе головных узлов

К данной группе алгоритмов относятся централизованные алгоритмы, описанные в разделе 3.1, в которых БС управляет процедурой выбора головных узлов на основе данных об оставшейся энергии батарей функционирующих сенсорных узлов. Согласно другим алгоритмам этой группы головные узлы (узлы, которые будут передавать данные БС) выбираются без участия БС при выполнении определенного условия аналогично алгоритму TEEN (см. раздел 2.3). Среди них можно выделить алгоритмы E-LEACH [12], HCR [15], ALEACH [9], HEED [16] и W-LEACH [33].

Согласно алгоритму E-LEACH [12] или HCR [15] в начале функционирования сенсорной сети узлы с одинаковым зарядом батарей имеют одинаковую вероятность стать головными узлами при использовании процедуры выбора головных узлов алгоритма LEACH (см. раздел 2.1). Далее узлы, заряд батарей которых больше некоторого заранее определенного порога, чаще выбираются головными. В [16] описан алгоритм HEED (Hybrid Energy-Efficient Distributed clustering), согласно которому головные узлы выбираются с вероятностью P_n (см. раздел 2.1), определяемой по формуле

$$P_n = P_n \frac{E_{\text{residial}}}{E_{\max}},$$

где E_{residial} – оставшаяся энергия батареи сенсорного узла, $E_{\max}$ – начальное значение энергии батареи сенсорного узла. Также при определении вероятности выбора P_n может учитываться стоимость трафика между головными узлами и узлами кластеров.

При использовании алгоритма ALEACH [9] пороговое значение $T_n(i)$ (см. раздел 2.1) вычисляется по формуле

$$T_n(i) = \begin{cases} T_n^{LEACH}(i) + S_P, & n \in G, \\ 0, & n \notin G, \end{cases}$$

где $T_n^{LEACH}(i)$ – пороговое значение алгоритма LEACH, S_P вычисляется следующим образом:

$$S_P = \frac{E_{\text{current}}}{E_{\max}} P_n,$$

а E_{current} и $E_{\max}$ – значения оставшейся и начальной энергии батареи сенсорного узла соответственно, P_n – параметр, значение которого определяет желаемое количество функционирующих головных узлов каждый i-й временной этап.

В [10] также было предложена модификация формулы расчета порогового значения $T_n^{New}(i)$: согласно которой его значение вычисляется следующим образом:

$$T_n^{New}(i) = T_n^{LEACH}(i) \frac{E_{n\ \text{current}}}{E_{n\ \max}},$$

где E_{current} и $E_{\max}$ – оставшаяся и начальная энергия батареи сенсорного узла.

В [33] описан алгоритм W-LEACH, при использовании которого головные узлы выбираются с помощью весового подхода. В начале для каждого сенсорного узла вычисляется вес w_k по формуле

$$w_k = \begin{cases} E_k \rho_k, & \rho_k < \rho_0, \\ \rho_k, & \rho_k \geq \rho_0, \end{cases}$$

где E_k – значение оставшейся энергии батареи k-го сенсорного узла; ρ_k – плотность узлов на расстоянии дальности связи k-го узла, которая определяется на основе количества функционирующих в рассматриваемом участке сенсорных узлов N_a и общего количества функционирующих узлов в районе мониторинга N:

$$\rho_k = (1 + N_a)/N.$$

В дальнейшем узлы, имеющие больший вес, с большей вероятностью выбираются головными.

3.3. Алгоритмы маршрутизации на основе выбора головных узлов с использованием информации о расположении сенсорных узлов в районе развертывания

Согласно алгоритму LEACH ввиду случайного выбора головных узлов, они могут быть выбраны только из одной части района обслуживания БСнС. Для устранения такого недостатка в [7] предлагается использовать алгоритм, названный EAUCD (Energy Aware Uniform Cluster-Head Distribution). Согласно этому алгоритму на основе информации о географическом расположении узлов БС сначала определяет точки, которые равномерно расположены в районе развертывания, а затем выбирает среди близко расположенных к ним узлов те, которые будут функционировать как головные. В результате достигается равномерное расположение головных узлов на территории обслуживания БСнС.

В [8] для повышения времени жизни узлов предлагается улучшение алгоритма LEACH, связанное с выбором головных узлов вблизи БС. Согласно алгоритму LEACH собирающие узлы должны передавать данные случайно выбранным головным узлам, которые после агрегации отправляют их БС. В статье авторы предлагают решение, в соответствии с которым удаленные собирающие узлы выбирают головные узлы, ближайшие к БС, а собирающие узлы, находящиеся вблизи БС, должны отправлять данные мониторинга непосредственно БС, не формируя кластеры.

4. Алгоритмы маршрутизации в беспроводных сенсорных сетях на основе передачи данных от головных узлов базовой станции по многоретрансляционному маршруту

В алгоритме LEACH [6] головные узлы передают агрегированную информацию непосредственно БС, что приводит к значительным тратам энергии батарей. Для устранения этого недостатка в [15] был предложен алгоритм EEAP (Energy-Efficient Adaptive Protocol), согласно которому головные узлы перед отправкой БС принимают данные от других головных узлов и после агрегации передают их одному из соседних головных узлов аналогично алгоритму H-PEGASIS (см. раздел 2.2) (рис. 8). Головные

узлы, принимающие данные от соседних головных узлов и после агрегации отправляющие их БС, меняются циклично в течение функционирования сенсорной сети. В [12, 17–20] описан алгоритм TL-LEACH (Two-Level Leach), согласно которому агрегированные данные от головных узлов БС передаются по двухретрансляционному маршруту. Алгоритм TL-LEACH является более энергетически эффективным по сравнению с LEACH, так как дальность передачи данных между ретранслирующими узлами при передачи агрегирующих данных меньше расстояния между головными узлами и БС. Алгоритм, похожий на TL-LEACH, был предложен в [21], где он назван *EEE-LEACH* (Energy Efficient Extended LEACH). В [12, 17, 22] предлагается также передавать данные от головных узлов по ретранслирующему маршруту, но количество ретрансляций не ограничено двумя. Такой алгоритм назван M-LEACH.

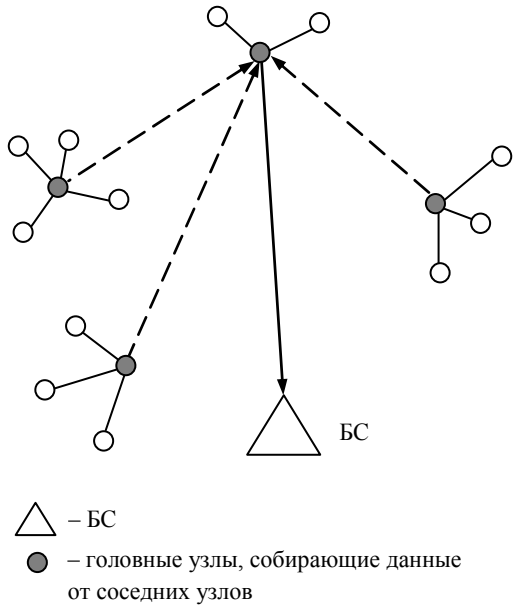


Рис. 8. Использование алгоритма EEAP

5. Алгоритмы маршрутизации в беспроводных сенсорных сетях на основе использования запасных головных узлов

В [17, 23–25] предложено использовать запасные головные узлы (vice cluster heads), которые начинают выполнять функции головных узлов после того, как действующие головные узлы прекращают свое функционирование (рис. 9). В [17, 21] такой алгоритм называется VLEACH (Vice-LEACH), а в [23] – ER-LEACH (Efficient Routing LEACH). Алгоритм VLEACH (ER-LEACH) имеет следующие отличия от алгоритма LEACH:

1. В качестве основного критерия выбора головных узлов в кластере используется превышение некоторого заранее определенного порога оставшейся энергии батареи сенсорного узла.

2. При выборе головных узлов также выбираются запасные головные узлы, которые начинают функционировать как головные, если соответствующие головные узлы выйдут из строя. При выборе запасных головных узлов используется тот же критерий, что и при выборе головных узлов. Такое отличие позволяет отнести это алгоритм к группе алгоритмов, использующих модификации алгоритма LEACH на основе способа выбора головных узлов при формировании кластеров (см. раздел 3).

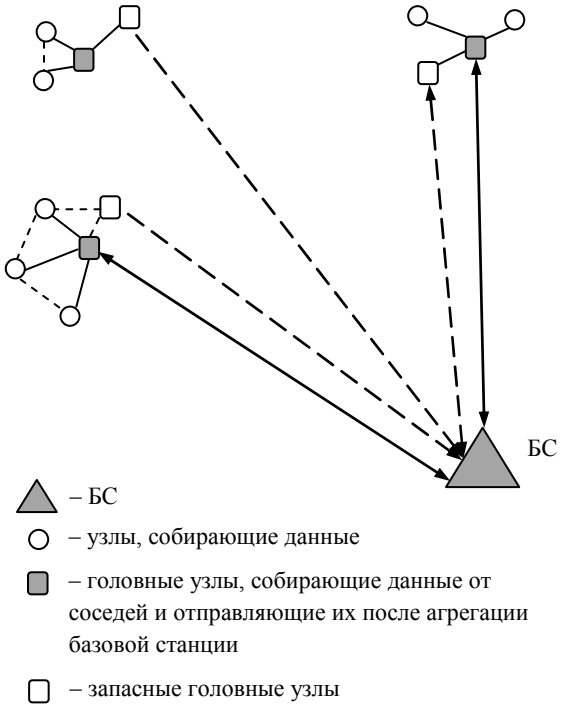


Рис. 9. Использование запасных головных узлов

6. Алгоритмы маршрутизации в мобильных сенсорных сетях

Проблема маршрутизации в мобильных беспроводных сенсорных сетях является относительно новой. Поэтому число публикаций, в которых предлагаются алгоритмы, значительно отличающиеся от разработанных для стационарных беспроводных сенсорных сетей, невелико. Так, в [26] предложен алгоритм LEACH-M, ос-

нованный на алгоритме LEACH. Согласно LEACH-M выбор головных узлов контролируется БС аналогично алгоритму LEACH-C, который описан в разделе 3.1. БС периодически запрашивает у узлов информацию о скорости их передвижения и оставшейся энергии батарей, на основе которой принимает решение о выборе головных узлов.

В [27] предложен алгоритм LEACH-ME, являющийся улучшенной версией алгоритма LEACH-M. Согласно LEACH-ME головные узлы предлагается выбирать среди тех узлов, которые наименее мобильны. В [28] представлен анализ алгоритма LEACH-Mobile, который по утверждению авторов со ссылкой на [29] был разработан Ким (Kim) и др. В отличие от LEACH при использовании LEACH-Mobile в течение этапа функционирования головные узлы не ждут поступления данных мониторинга от собирающих узлов, а запрашивают их от каждого узла кластера с помощью специального сообщения. В [30] описан алгоритм, согласно которому головные узлы МБСнС передают БС агрегированные данные по сформированному маршруту. Среди узлов, являющихся соседями головных узлов, выбираются запасные головные узлы, которые будут передавать данные после того, как соответствующие им основные головные узлы переместятся так, что БС станет для них недоступной. Функции головных узлов после этого будут выполнять запасные головные узлы.

В [31] предложен и исследован алгоритм повышения времени жизни кластера мобильной сенсорной сети, основанный на стохастическом выборе узлов при формировании проактивного множества кластера. Показано, что использование предлагаемого алгоритма может повысить эффективность функционирования мобильной сенсорной сети, определяемой на основе вычисления времени жизни кластера, на 2–20%. При малой эффективности алгоритма следует использовать модификацию этого алгоритма [32] на основе учета количества соседей при выборе головных узлов.

Заключение

Из анализа литературы, посвящённой маршрутизации в беспроводных сенсорных сетях (БСнС) со стационарными и мобильными узлами, можно сделать следующие выводы:

1. Алгоритмы маршрутизации в БСнС разрабатываются на основе фундаментальных принципов алгоритмов LEACH, PEGASIS и TEEN:

а) формирование узловой иерархии;

б) случайный выбор головных узлов;

в) передача данных по многоретрансляционному маршруту;

г) передача данных БС при выполнении определенного условия.

2. Алгоритмы маршрутизации в мобильных сенсорных сетях развиваются с использованием решений, полученных при развитии алгоритмов маршрутизации в БСнС со стационарными узлами.

3. На основе анализа алгоритмов маршрутизации в мобильных БСнС можно определить следующие направления их развития:

а) применение при доведении сенсорных данных БС принципов стохастической маршрутизации;

б) развитие алгоритмов выбора узлов для сбора сенсорных данных для уменьшения их количества и для повышения объема передаваемой информации о районе мониторинга с помощью весового подхода, например на основе количества узлов в кластере;

в) развитие алгоритмов назначения запасных головных узлов для уменьшения негативного влияния быстрого изменения топологии мобильной сенсорной сети.

Литература

1. *Liu B.* Dynamic Coverage of Mobile Sensor Networks / B. Liu, O. Dousse, Ph. Nain, D. Towsley // IEEE Trans. On Parallel and Distributed Systems, Feb. 2013. – Vol. 24, № 2. – Pp. 301–311.

2. *Taruna S.* Multi-Hop Clustering Protocol using Gateway Nodes in Wireless Sensor Network / S. Taruna, R. Kumawat, G.N. Purohit // International Journal of Wireless & Mobile Networks (IJWMN), August 2012. – Vol. 4, № 4. – Pp. 169–180.

3. *Zungeru A.M.* Classical and swarm intelligence based routing protocols for wireless sensor networks : A survey and comparison / A.M. Zungeru, L.-M. Ang, K.Ph. Seng // Journal of Network and Computer Applications, September 2012. – Vol. 35, Issue 5. – Pp. 1508–1536.

4. Pub. 2012/0093087 US Trail-based Data Gathering Mechanism for Wireless Sensor Networks with Mobile Sinks / C. Chen, J. Ma, B. Zhang ; Assignee – Nokia corporation ; Pub. Date – April 19, 2012. – 23 p.

5. Patent 7,957,355 B1 US Swarm Autonomous Routing Algorithm for Mobile Ad Hoc Communications / M.J. Heiferling, J.C. Kelm ; Assignee – Bluetronix Inc. ; Field – May 30, 2006 ; Date of Patent – June 7, 2011. – 42 p.

6. *Heinzelman W.* Energy-Efficient Communication Protocol for Wireless Microsensor Networks / W. Heinzelman, A. Chandrakasan, H. Balakrishnan //

Proc. Hawaii International Conference on System Science, Jan. 2000. – Vol. 8. – Pp. 1–10.

7. Energy Aware Uniform Cluster-Head Distribution Technique for Hierarchal Wireless Sensor Networks / M. Ahmad [et al.] // IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security, October 2010. – Vol. 10, № 10. – Pp. 97–101.

8. A LEACH-Based Clustering Algorithm for Optimizing Energy Consumption in Wireless Sensor Networks / E. Arbab [et al.] / 2nd International Conference on Computer Science and Information Technology (ICCSIT'2012) Singapore, April 28–29, 2012. – Pp. 147–150.

9. *Thakkar A.* CVLEACH: Coverage based energy efficient LEACH algorithm / A. Thakkar, K. Kotecha // International Journal of Computer Science and Network (IJCSN), June 2012. – Vol. 1, Issue 3.

10. *Handy M.J.* Low Energy Adaptive Clustering Hierarchy with Deterministic Cluster-Head Selection / M.J. Handy, M. Haase, D. Timmermann // In Proc. of 4th International Workshop on Mobile and Wireless Communications Network, 9–11 Sept. 2002. – Pp. 368–372.

11. An Enhancement Cluster Based Routing Algorithms for Wireless Sensor Networks / U.-P. Han [et al.] // In Proc. of International Conference on Parallel and Distributed Proccessing Techniques and Applications, June 2006. – Vol. 1. – Pp. 758–763.

12. *Pandey V.* A Review on Data Aggregation Techniques in Wireless Sensor Network / V. Pandey, A. Kaur, N. Chand // Journal on Electronic and Electrical Engineering, 2010. – Vol. 1, Issue 2. – Pp. 1–8.

13. Study of Energy Efficient Clustering Algorithm for Wireless Sensor Networks / M.Sh. Dawood [et al.] // International Journal of Emerging Research in Management &Technology, December 2012. – Vol. 1, № 2. – Pp. 30–36.

14. Energy Aware Threshold based Efficient Clustering (EATEC) for Wireless Sensor Networks / J.S. Brunda [et al.] // International Journal of Computer Technology and Electronics Engineering (IJCTEE), August 2012. – Vol. 2, Issue 4. – Pp. 25–30.

15. *Padmanabhan K.* Energy Efficient Adaptive Protocol for Clustered Wireless Sensor Networks / K. Padmanabhan, Dr. P. Kamalakkannan // IJCSI International Journal of Computer Science Issues, September 2011. – Vol. 8, Issue 5, № 1. – Pp. 1694–0814. – (www.IJCSI.org).

16. *Kour H.* Hybrid Energey Efficient Distributed Protocol for Heterogeneous Wireless Sensor Network / H. Kour, A.K. Sharma // International Journal of Computer Applications, July 2010. – Vol. 4, № 6. – Pp. 1–5.

17. *Liu X.* A Survey on Clustering Routing Protocols in Wireless Sensor Networks / X. Liu // Sensor, August 2012. – Pp. 11113–11153.

18. Improvement on LEACH Protocol of Wireless Sensor Network (VLEACH) / M.B. Yassein [et al.] // JDCTA : International Journal of Digital Content Technology and its Applications, 2009. – Vol. 3, № 2. – Pp. 132–136.

19. Data Fusion in Mobile Wireless Sensor Networks / M. Arshad [et al.] // Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS), Hong Kong, March 14–16, 2012. – Vol. 1.

20. Mobile data collector based routing protocol for wireless sensor networks / M. Arshad [et al.] // Scientific Research and Essays, 30 November, 2011. – Vol. 6(29). – Pp. 6162–6175.

21. *Sharma M.* Transmission Time and Throughput analysis of EEE LEACH, LEACH and Direct Transmission Protocol : A Simulation Based Approach / M. Sharma, A.K. Shaw // Advanced Computing : An International Journal (ACIJ), September 2012. – Vol. 3, № 5. – Pp. 97–104.

22. *Kumar V.* Energy Efficient Clustering Algorithms in Wireless Sensor Networks : A Survey / V. Kumar, S. Jain, S. Tiwari // IJCSI International Journal of Computer Science Issues, September 2011. – Vol. 8, Issue 5, № 2. – Pp. 259–268.

23. Efficient Routing LEACH (ER-LEACH) Enchanced on LEACH Protocol in Wireless Sensor Networks / H. Al-Refai [et al.] // International Journal of Academic Research, May 2011. – Vol. 3, № 3. – Pp. 42–48.

24. *Sindhwani N.* VLEACH : An Energy Efficient Communication Protocol for WSN / N. Sindhwani, R. Vaid // Mechanica Confab, February–March 2013. – Vol. 2, №. 2. – Pp. 79–84.

25. *Zhao F.* Improved LEACH Routing Communication Protocol for a Wireless Sensor Network / F. Zhao, Y. Xou, R. Li // International Journal of Distributed Sensor Networks. – Hindawi Publishing Corporation, 2012. – 6 p.

26. An Energy Efficient Routing Scheme for Mobile Wireless Sensor Networks / L.T. Nguyen [et al.] // IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), 21–24 Oct. 2008. – Pp. 568–572.

27. *Kumar S.G.* Mobility metric based leach-mobile protocol / S.G. Kumar, M.V. Vinu Paul, K.P. Jacob // In 16th International Conference on Advanced Computing and Communications (ADCOM 2008), Dec. 14–17, 2008. – Pp. 248–253.

28. *Renugadevi G.* An Analysis on LEACH-Mobile Protocol for Mobile Wireless Sensor Networks / G. Renugadevi // International Journal of Computer Applications, March 2013. – Vol. 65, № 21. – Pp. 38–45.

29. *Kim D.-S.* Self-Organization Routing Protocol Supporting Mobile Nodes for Wireless Sensor Network / D.-S. Kim, Y.-J. Chung // Proc. of the First International Multi-Symposiums on Computer and Computational Sciences (IMSCCS), 20–24 June, 2006. – Vol. 2. – Pp. 622–626.

30. *Anisi M.H.* Robust and Energy-efficient Data Gathering in Mobile Wireless Sensor Networks / M.H. Anisi, A.H. Abdullah, Sh.A. Razak // Przeglad elekrochniczny, 2013. – R. 89 NR 1a. – Pp. 191–196.

31. *Жарков С.Н.* Стохастическое формирование проактивного множества при кластеризации в мобильных беспроводных сенсорных сетях / С.Н. Жар-

ков // T-Comm – телекоммуникации и транспорт. – 2013. – № 5. – С. 29–34.

32. *Жарков С.Н.* Повышение времени жизни кластера в мобильной сенсорной сети / С.Н. Жарков // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 2. – С. 27–37.

33. *Abdulsalam H.M.* W-LEACH Based Dynamic Adaptive Data Aggregation Algorithm for Wireless Sensor Networks / H.M. Abdulsalam, B.A. Ali // International Journal of Distributed Sensor Networks. – Hindawi Publishing Corporation, 2013. – 11 p. – (http://dx.doi.org/10.1155/2013/289527).

34. *Lindsey S.* PEGASIS : power efficient gathering in sensor information systems / S. Lindsey, C.S. Raghavendra // In Proceedings of the IEEE Aerospace Conference, Big Sky, Montana, March 2002. – Pp. 1125–1130.

35. Manjeshwar A. TEEN : a protocol for enhanced efficiency in wireless sensor networks / A. Manjeshwar, D.P. Agrawal // In : Proceedings of the 15th International Workshop on Parallel and Distributed Computing Issues in Wireless Networks and MobileComputing. – San Francisco, April 2001. – Pp. 2009–2015.

36. *Lindsey S.* Data gathering algorithms in sensor networks using energy metrics / S. Lindsey, C. Raghavendra, K.M. Sivalingam // IEEE Trans. on Parallel and Distributed Systems, Sept. 2002. – Vol. 13, Issue 9. – Pp. 924–935.

37. *Manjeshwar A.* APTEEN : A hybrid protocol for efficient routing and comprehensive information retrieval in wireless sensor networks / A. Manjeshwar, D.P. Agrawal // In Proceedings of the International Parallel and Distributed Processing Symposium, April, 2002. – Pp. 195–202.

38. *Ломако А.А.* Система совместного наблюдения БПЛА и датчиков SPAN от Lockheed Martin / А.А. Ломако // Иностранная печать об экономическом, научно-техническом и военном потенциале государств-участников СНГ и технических средствах его выявления. Сер. Техническое оснащение спецслужб зарубежных государств. – ВИНИТИ. – 2014. – № 1. – С. 12–14.

39. *Vennila V.B.* Wireless Sensor Network for Forest Fire Sensing and Detection in Tamilnadu / V.B. Vennila, R.K. Gnanamurthy, B. Bhuvaneswari // Engineering Science and Technology : An International Journal (ESTIJ), April 2012. – Vol. 2, № 2. – Pp. 306–309.

40. *Штовба С.Д.* Муравьиные алгоритмы / С.Д. Штовба // Exponenta Pro, 2003. – № 4. – С. 70–75.

41. *Perkins C.* Ad hoc On-Demand Distance Vector (AODV) Routing / C. Perkins, E. Belding-Royer, S. Das / RFC 3561, IETF Network Working Group, July 2003.

42. *Clausen T.H.* Optimized Link State Routing (OLSR) / T.H. Clausen, P. Jacquet / RFC 3626, IETF Network Working Group, October 2003.

Статья поступила в редакцию 28 февраля 2014 г.

УДК 681.3

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ВРЕМЕНИ ПОДАВЛЕНИЯ УЗКОПОЛОСНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ ЗАГРАДИТЕЛЬНОЙ ПОМЕХОЙ

А.Д. Коробова, к.т.н., доцент кафедры электроники, Воронежский гос. ун-т, тел.: (473) 252-79-25
Е.А. Хромых, к.т.н., с.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», тел.: (473) 252-08-33

Предложена методика оценки времени подавления линии связи в заданной динамичной электромагнитной обстановке средствами компьютерного моделирования. Задача конкретизирована для наземного узкополосного приёмного устройства. Динамичная электромагнитная обстановка создаётся тремя радиоэлектронными средствами: приёмным, передатчиком полезного (узкополосного) сигнала, находящимся на спутнике, и подвижным передатчиком заградительной помехи, находящимся на поверхности Земли.

Ключевые слова: *компьютерное моделирование, электромагнитная обстановка, узкополосная линия связи, подвижная помеха.*

MODELLING OF DYNAMICAL ELECTROMAGNETIC CONDITIONS FOR AN ESTIMATION OF TIME OF SUPPRESSION OF THE NARROW-BAND COMMUNICATION LINE A PROTECTING HINDRANCE

A.D. Korobova, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, Chair of Electronics, Voronezh State University, tel.: (473) 252-79-25
E.A. Khromykh, Ph.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel.: (473) 252-08-33

The technique of estimation of communication line suppression time in set dynamical electromagnetic conditions by means of computer modeling is offered. The problem is concretized for land narrow-band intake. Dynamical electromagnetic environment is created by three radio-electronic means: by intakes, by transmitter of useful (narrow-band) signals which is situated on satellite and by mobile transmitter of protecting interference, which is situated on the surface of the Earth.

Keywords: *computer modelling, electromagnetic environment, narrow-band communication line, mobile interference.*

Для исследования динамических задач, связанных с моделированием электромагнитной обстановки (ЭМО) в группировках подвижных РЭС, разработана компьютерная методика и реализующая её программа «ЭПО-ОРЧ» [1]. Для расширения функциональных возможностей программы в [2] проведена её модернизация. В результате этого разработана методика получения временных зависимостей изменения мощности сигналов передающих РЭС на выходе приёмной антенны с учётом изменения реальной чувствительности приёмного устройства (ПУ) от времени. Основные результаты моделирования получены для случая, когда динамичная ЭМО изменяется за счет перемещения передающих РЭС относительно неподвижного приёмного РЭС. Проведена оценка параметров динамичной ЭМО за конкретный период времени с визуализацией ЭМО. При этом учитывались начальные координаты РЭС в трехмерной области, траектории и скорости движения РЭС, форма и ориентация трехмерных ДН применяемых передающих и приемных антенн, частотные характеристики приемных и передающих устройств, чувствительности приемников, мощности передатчиков, характеристики затухания на радиотрассах.

Дальнейшим развитием предложенного метода явилась интеграция результатов, полученных программой «ЭПО-ОРЧ» в среде MATHCAD, в среду MATLAB [3]. В результате этого удалось осуществить моделирование отклика приёмника на динамичную ЭМО с учётом стандартных цепей формирования и обработки сигналов, применяемых в коммуникационных системах.

Целью статьи является разработка методики моделирования отклика приёмника на заградительную помеху в динамичной ЭМО и оценка времени подавления канала связи без учёта и с учётом внутренней структуры сигнала и помехи.

Блок-схема моделирования показана на рис. 1. Ниже приведено краткое описание основных блоков.

1. Программа «ЭПО-ОРЧ»

Программа разработана в среде MATHCAD, в рабочем окне которого формируется трёхмер-

 ISSN 1995-7009

ная картина в декартовых координатах, отображающая ЭМО конкретной группировки РЭС (передающих, с энергопотенциальными областями (ЭПО) и приёмного РЭС0, с областью реальной чувствительности (ОРЧ)). В программе «ЭПО-ОРЧ» конкретный параметр каждого РЭС описывается своей переменной. Все переменные сгруппированы в отдельную таблицу (см. рис. 6), где в левом столбце указаны названия переменных для всех пронумерованных РЭС. В программе принято переменную РЭС0 присваивать приёмному РЭС, которое располагается в начале декартовых координат. Переменные РЭС1, РЭС2 и т.д. присваиваются передающим РЭС, размещаемым в трёхмерном пространстве в соответствии с их начальными координатами. Форма ЭПО каждого передающего РЭС на заданной частоте определяется формой ДН его антенны, а значение мощности его сигнала на выходе приёмной антенны определяется взаимной ориентацией приёмопередающих антенн, значениями АЧХ приёмопередающих трактов и условиями распространения сигнала от передающего РЭС к приёмному.

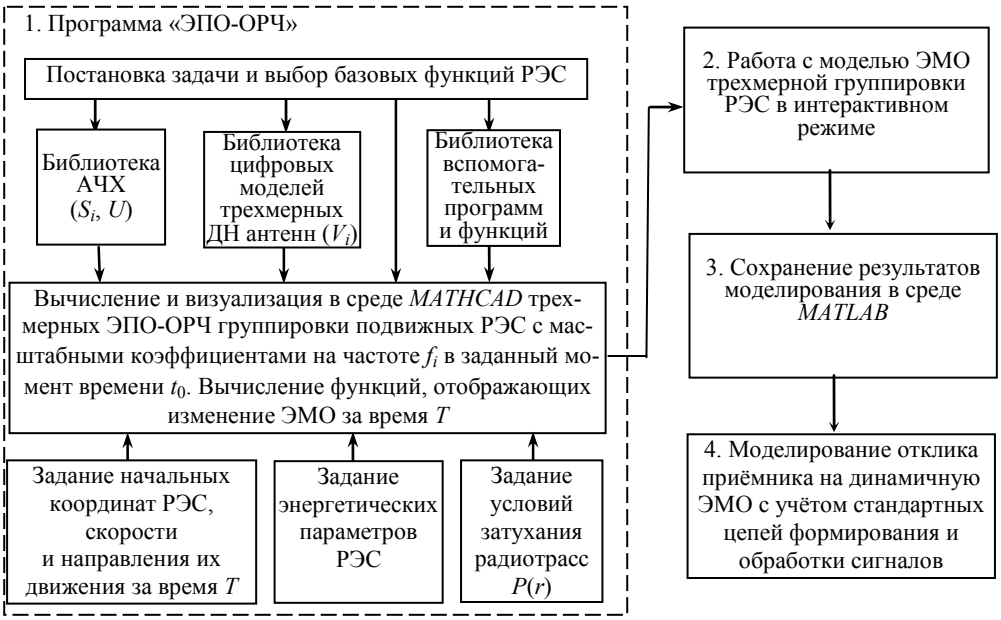


Рис. 1. Блок-схема моделирования динамичной ЭМО в группировке подвижных РЭС в интервале времени T с учётом стандартных цепей формирования и обработки сигналов

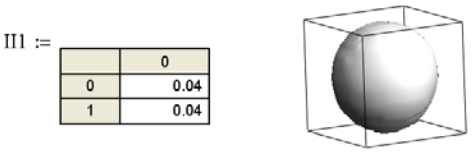
Таким образом, базовыми функциями, описывающими каждое РЭС, являются форма ДН его антенны (V), АЧХ приёмо-передающего тракта (S), закон затухания сигнала на радиотрассе между передатчиком и приёмником. Для конкретной задачи базовые функции выбираются из библиотеки (или формируются вновь). Мощности передатчиков, чувствительность приёмника, рабочая частота, направления (ориентация) главных лепестков ДН антенн, показатель степени затухания сигналов на радиотрассе «n» используются как параметры базовых функций. Кроме этого, задаются начальные координаты передающих РЭС относительно приёмного РЭС0, скорости и направления движения передающих РЭС относительно приёмного РЭС.

Конечным результатом моделирования в программе «ЭПО-ОРЧ» (после постановки задачи и выбора базовых функций и параметров) является визуализация динамичной ЭМО группировки РЭС в начальный момент времени с оценкой мощности каждого передающего РЭС на выходе приёмной антенны и изменении этих величин за время T, в течение которого передающие РЭС перемещались относительно приёмного РЭС. На время T нет ограничения по длительности, однако для наглядности целесообразно выбирать отрезок, в течение которого наступает то или иное событие (например, прохождение передающего РЭСi вблизи приёмного РЭС0).

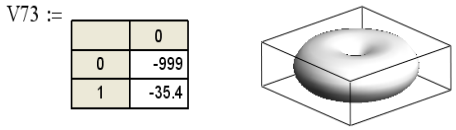
Для описания параметров одного РЭС используется около 15 глобальных переменных. Изменение любой из них приводит к автоматическому изменению результатов моделирования.

Примеры базовых функций (ДН, затухание $P(r)$, АЧХ) приведены на рис. 2–4.

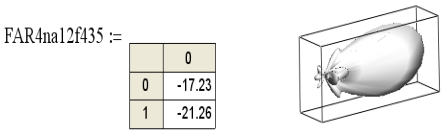
1.1. Диаграмма направленности. На рис. 2 приведены примеры электронных таблиц и соответствующих ДН (для суммы горизонтальной и вертикальной составляющих электромагнитного поля) антенн различного типа, используемых в качестве базовых при моделировании ЭМО. Шаг по азимуту и углу места при сохранении рассчитанных ДН антенн (в программах MMANA, HFSS) составляет 5°. Объём таблицы при этом составляет $73 \times 73 = 5329$ элементов. При необходимости шаг можно изменить шаг и учесть поляризацию волн. Процедура форматирования приведена в [4].



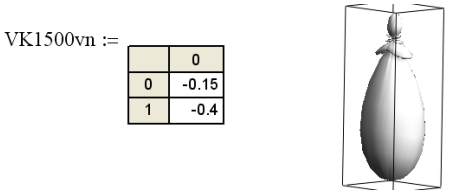
а) Изотропная антенна



б) Вертикальный диполь с провалом ДН до –60 дБ



в) Фазированная антенная решётка (4 × 12) на частоте 435 МГц



г) Волновой канал, направленный вниз (1500 МГц)

Рис. 2. Примеры ДН антенн (построенных в среде MATHCAD с учётом начальной ориентации в пространстве) и соответствующих им электронных таблиц (приведены первые две строки из 5329 строк)

1.2. Затухание $P(r)$.

При моделировании затухания сигнала на трассе использовалась степенная зависимость затухания от расстояния до антенны (вида $1/r^n$), где $n = 2$ соответствует свободное пространство, а $n = 4$ – приземная радиотрасса. Для наклонных трасс и различных подстилающих поверхностей $2 < n < 4$. На рис. 3 приведены зависимости затухания мощности сигнала от расстояния для крайних случаев.

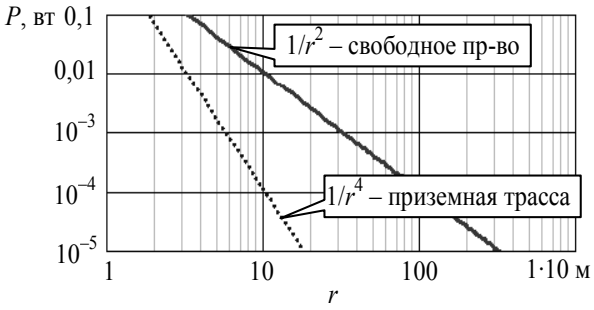
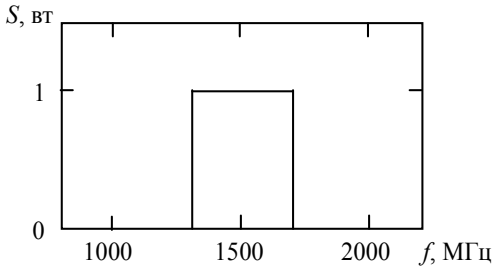


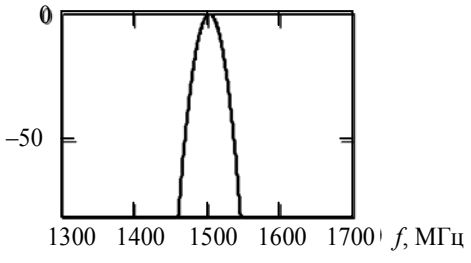
Рис. 3. Затухание сигнала на трассе

1.3. АЧХ $S(f)$.

Программа «ЭПО-ОРЧ» позволяет задавать АЧХ произвольной формы. Для простоты в приведённых ниже примерах при моделировании ЭПО передатчиков выбиралась АЧХ прямоугольной формы (такое упрощение справедливо для постановщиков заградительных помех в широкой полосе частот – пример на рис. 4а). При моделировании ОРЧ приёмников выбиралась АЧХ колокольной формы (пример на рис. 4б).



а)



б)

Рис. 4. АЧХ передатчика (а), приёмника (б)

Функции, отображающие изменение мощности передающих РЭС (за счёт их перемещения) на выходе приёмной антенны, рассчитыва-

ются для заданных энергетических и других параметров и обозначаются следующим образом:

– DFP1dt(a1,b1,c1… t) для РЭС1;
– DFP2dt(a2,b2,c2… t) для РЭС2;
……..
– DFPidt(ai,bi,ci… t) для РЭСi.

К достоинству этих функций следует отнести то, что с их помощью можно прогнозировать изменение уровня мощности (дБм) от передающих РЭСi на выходе антенны приёмного РЭС0 до и после выбранного интервала времени при любой скорости перемещения РЭС (при сохранении направления их движения). Изменение энергетических параметров РЭС (мощности, чувствительности, в том числе и за счёт частотных рассогласований) приводит лишь к смещению функций DFPidt(, , t) по оси [дБм]. Следует подчеркнуть, что функции DFPidt(, , t) не учитывают внутреннюю структуру сигнала.

2. Работа с моделью

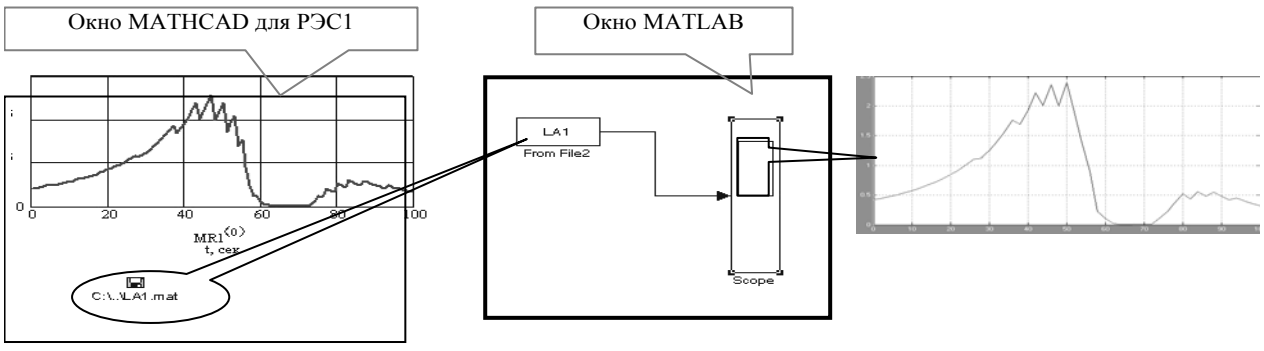
В интерактивном режиме работа с моделью подразумевает исследование визуализированной динамичной ЭМО и полученных функций DFPidt(, , t) для различных параметров и ситуаций в пределах полос, приведённых на рис. 4. В программе «ЭПО-ОРЧ» учитывается помехоустойчивость приёмного устройства к различным типам помех. Это достигается вычитанием из рассчитанных функций DFPidt(, , t) соответствующего коэффициента подавления, равного отношению мощности *i*-й помехи $\left(P_{\text{П}}\right)^i$ к мощности сигнала P_{C}, при котором выполняется целевая функция $\left(K_{\text{П}} = P_{\text{П}}/P_{\text{C}}\right)$ [5].

Изменяя глобальные переменные (например, ДН приёмной антенны) можно осуществить оперативную оценку различных видов ЭМО, создаваемых группировками подвижных РЭС, и сохранить их в виде отдельных файлов.

3. Сохранение результатов моделирования динамичной ЭМО в среде MATLAB

Известно [6], что в системе MATLAB имеется обширная библиотека схем формирования и обработки сигналов, использование которой совместно с программой «ЭПО-ОРЧ» существенно расширит функциональные возможности моделирования. В [3] предложена методика такой интеграции. В ней для повышения оперативности ввода результатов моделирования из программы «ЭПО-ОРЧ» в MATLAB-модель предложено использовать инструмент MATLAB файл внешних данных From File.

На рис. 5а приведено окно MATHCAD, в котором результат моделирования (отформатированная функция DFP1dt(, , t)) под именем LA1.mat. размещается в библиотеке внешних данных (папка в главной директории окна MATLAB, рис. 5б). Таким образом, результат моделирования, полученный в программе «ЭПО-ОРЧ», связывается с системой MATLAB, что подтверждает вид графика, полученного в окне виртуального осциллографа (рис. 5в). Теперь всякое изменение функции DFP1dt(, , t) приводит к автоматическому изменению функции, сохранённой под именем LA1.mat. Точно так же, но под другими именами, осуществляют связь результатов моделирования из программы «ЭПО-ОРЧ» в MATLAB для других РЭС.



а) б) в)

Рис. 5. Вычисление (прогнозирование) мощности сигнала от передающего РЭС1 на выходе антенны приёмного РЭС0 на интервале времени 100 сек в среде MATHCAD (LA1) и установление связи со средой MATLAB с помощью инструмента From File

Для получения на модели практических результатов (в частности, для оценки на модели времени и дистанции подавления линии связи заградительной помехой) ограничимся тремя РЭС, создающим динамичную ЭМО, а именно:

– неподвижным приёмным РЭС спутниковой линии связи (РЭС0);

– передатчиком полезного (узкополосного) сигнала, находящимся на спутнике (РЭС1);

– передатчиком подвижной заградительной помехи, находящимся на поверхности Земли (РЭС2).

Оба передатчика находятся на подвижных носителях. Скорость и направление движения задаются аналогично другим параметрам.

Как отмечалось выше, для решения поставленной задачи необходимо задать конкретные параметры РЭС, включённых в группировку, визуализировать ЭМО, вычислить функции DFPidt(, , t) и оценить отношения мощности помехи к мощности сигнала на входе и на выходе приёмника.

Визуализированная для начального момента времени ЭМО приведена на рис. 6а (из-за большой разницы в дистанциях ЭПО для РЭС1 изображена условно в пределах рабочего окна). Предполагается, что спутниковый передатчик имеет направленную вниз антенну с коэффициентом усиления по мощности ~15 дБ. В соответствии с заданием спутниковый передатчик (РЭС1) размещен на высоте 20000 км и смещён относительно приёмника (РЭС0 с изотропной ДН) по оси x на 500 км. Скорость перемещения спутника по орбите в сторону приёмника $v1 = 10000$ м/сек. Кроме этого, на приёмник (РЭС0) воздействует передатчик помех (РЭС2), который передвигается по Земле со скоростью 20 м/сек в сторону РЭС0 по прямой линии. ДН антенны РЭС2 сформирована вертикальным диполем.

Результаты расчёта DFP1dt(a1,b1,c1... t) и DFP2dt(a2,b2,c2... t) для рабочей частоты 1500 МГц приведены на рис. 6г на интервале времени моделирования $T = 2500$ сек. На этом интервале хорошо видна временная зависимость обеих функций, однако за выбранный интервал моделирования (250 сек) параметры спутниковой радиолинии практически не изменяются. Зависимость мощности спутникового передатчика на выходе приёмника (функция DFP1dt(a1,b1,c1… t)) – прямая линия, проходящая по уровню примерно –20 дБм (рис. 6д). Результат моделирования для РЭС1 (функция DFP1dt(a1,b1,c1... t) сохраняется в среде MATLAB в файле внешних данных под именем LA1.mat.

Рассчитанная для РЭС2 функция DFP2dt(a2,b2,c2... t) в начальный момент существенно больше DFP1dt(a1,b1,c1... t). По мере приближения к приёмнику она продолжает нарастать и на 20-й секунде достигает максимального значения. Далее она монотонно убывает, и на 177-й секунде обе линии пересекутся (см. фрагмент на рис. 6д). Это означает, что мощности сигналов от обоих РЭС на выходе приёмной антенны сравняются, а затем мощность сигнала от РЭС2 будет меньше, чем мощность сигнала от РЭС1. Результат моделирования для РЭС2 – функция DFP2dt(a2,b2,c2... t) сохраняется в среде MATLAB в файле внешних данных под именем MIR1.mat.

Время подавления $(T_{\text{П}})$ для принятых исходных параметров – это время превышения до определённого уровня мощности помехи мощности сигнала. Анализ кривых на рис. 6д показывает, что для принятого в расчётах превышения помехи над сигналом $K_{\text{П}} = 3$ дБ приёмник спутникового канала будет подавлен в течение ~154 сек.

Для простых траекторий движения РЭС, помимо времени подавления, по графикам можно легко определять дистанцию подавления. Для этого надо определить время, в течение которого РЭС2 удалялось от приёмника (РЭС0) до времени достижения заданного $K_{\text{П}}$, и умножить его на скорость перемещения РЭС2 (20 м/с). Для критерия $K_{\text{П}} = 3$ дБ это время равно (154–20) = 134 сек, а дистанция подавления $(R_{\text{П}})$ равна $134 \times 20 = 2680$ м. Время подавления и дистанция подавления рассчитаны для параметров, приведённых в табл. на рис. 6б. Очевидно, что при других параметрах будут и другие значения $T_{\text{П}}$ и $R_{\text{П}}$.

Как следует из приведённых результатов, при моделировании и расчётах используются спектральные мощности передатчиков сигнала и помехи в рабочей полосе частот и не учитывается их структура.

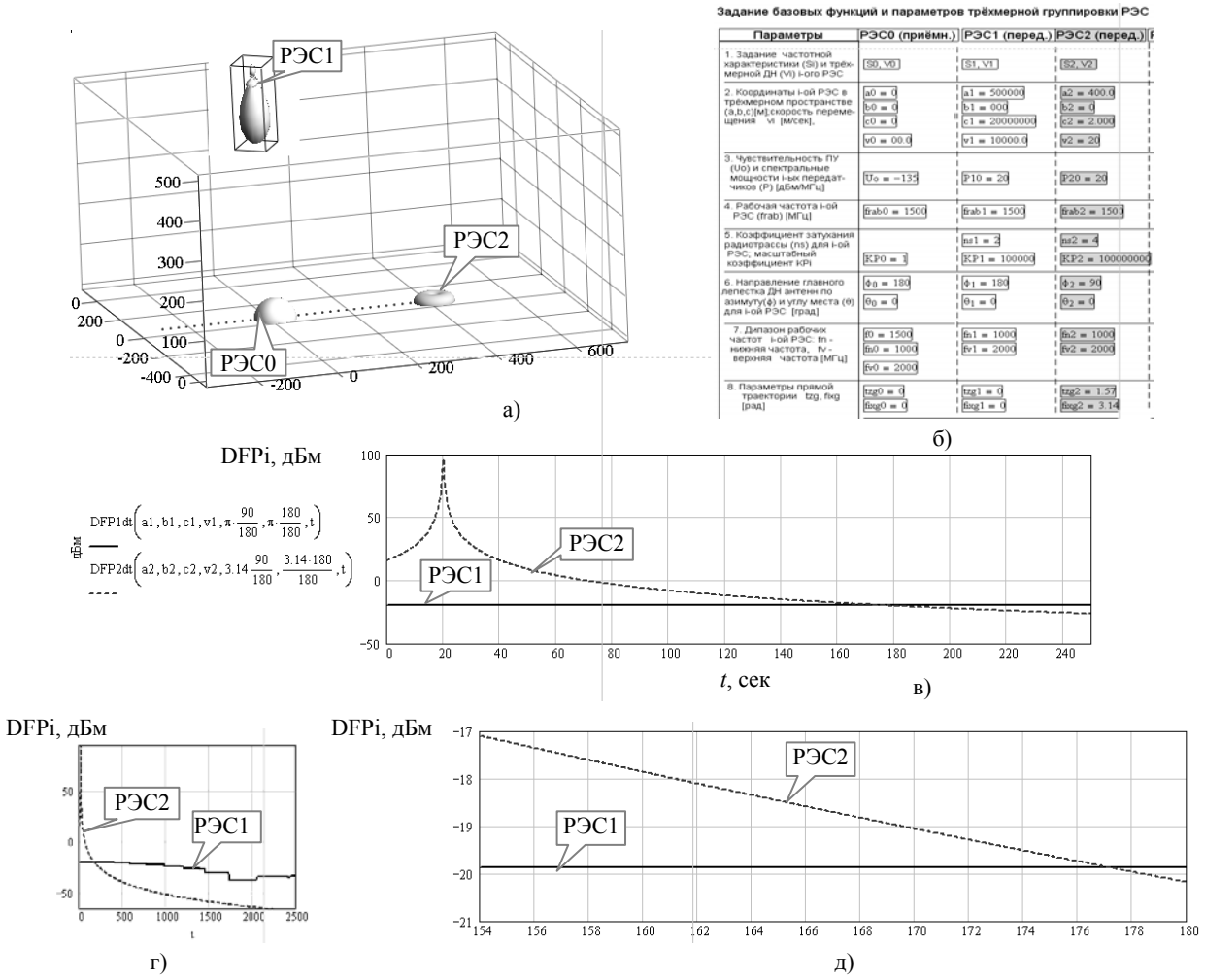


Рис. 6. Пример моделирования динамичной ЭМО: а) визуализация ЭМО, создаваемой подвижным источником помех и спутниковым каналом связи; б) таблица заданных параметров; в) результат вычислений на интервале 250 сек при $v1 = 0$ км/сек; г) результат вычислений на интервале 2500 сек при $v1 = 10$ км/сек, д) фрагмент графика

4. Учёт внутренней структуры сигналов и помех

Для учёта структуры сигнала спутникового радиоканала и передатчика помех можно воспользоваться функциональными блоками из приложений MATLAB (рис. 7).

В качестве модели узкополосного канала связи удобно использовать элементы спутникового канала (полоса ~40 кГц), а для заградительной помехи – ограниченный по полосе источник «белого» шума.

Функциональная схема узкополосного канала связи приведена на рис. 8а. Пример взят из папки Communications Blockset Matlab-R2007, Simulink 6 [6]. Модифицированная модель состоит из следующих компонентов:

– размещённого на спутнике передатчика, формирующего сигнал заданной структуры с помощью источника информации, модулятора, фильтра, усилителя;

– динамичного канала связи, представленного блоком внешних данных LA1.mat, учитывающего направление и скорость перемещения носителя, энергетические параметры и потери при распространении с учётом направленных свойств антенн, который перемножается со сформированным сигналом;

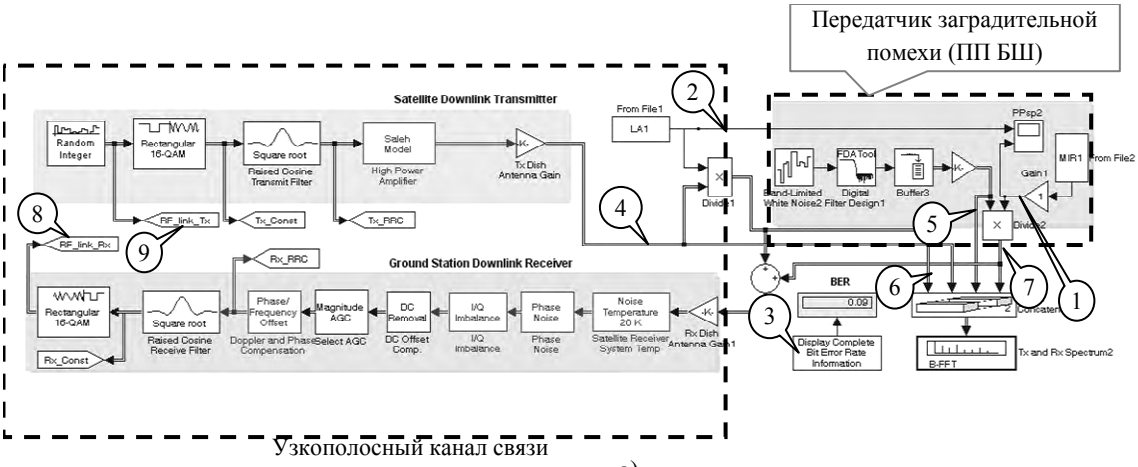
– наземного приёмника (фильтр, схема АРУ, демодулятор).

В модели отсутствуют высокочастотные цепи (МШУ, смесители, гетеродины), что подразумевает их идеальную работу по переносу спектра из области видеочастот в область радиочастот и обратно.

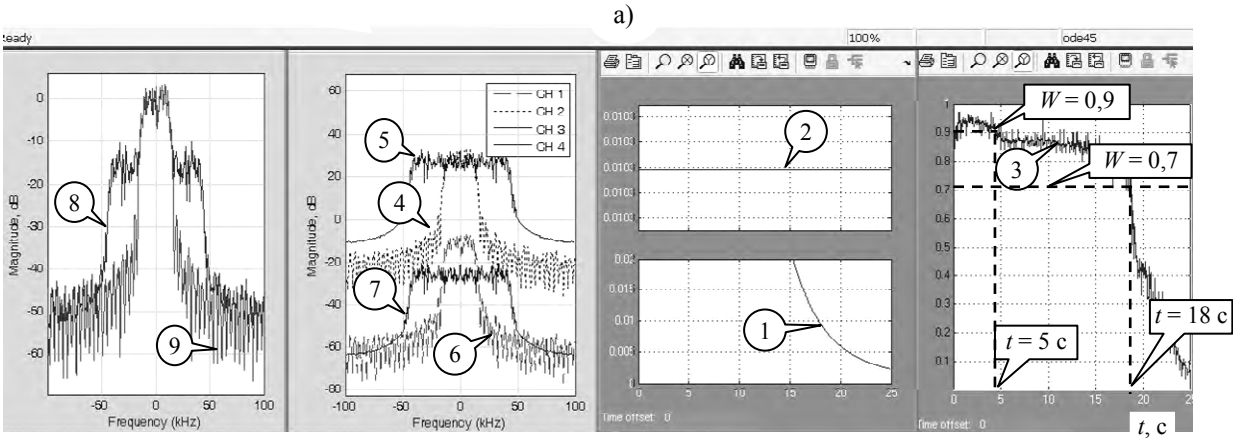
Информационный сигнал (RF_link_Tx) проходит все функциональные узлы модели и срав-

нивается с обработанным сигналом (RF_link _Rx) в калькуляторе ошибок BER. В BER-калькуляторе сравниваются два сигнала: – эталонный, сформированный в передатчике источником сигнала и сигнал, прошедший по всем функциональным элементам модели и демодулированный в приёмнике. Число ошибочно принятых битов информации (на каждом интервале времени) BER-калькулятор делит на число переданных и выдаёт результат в виде процентного соотношения или вероятности ошибки. Таким образом, результаты вычисления в BER-калькуляторе являются интегральным показателем качества функционирования цифровых систем связи.

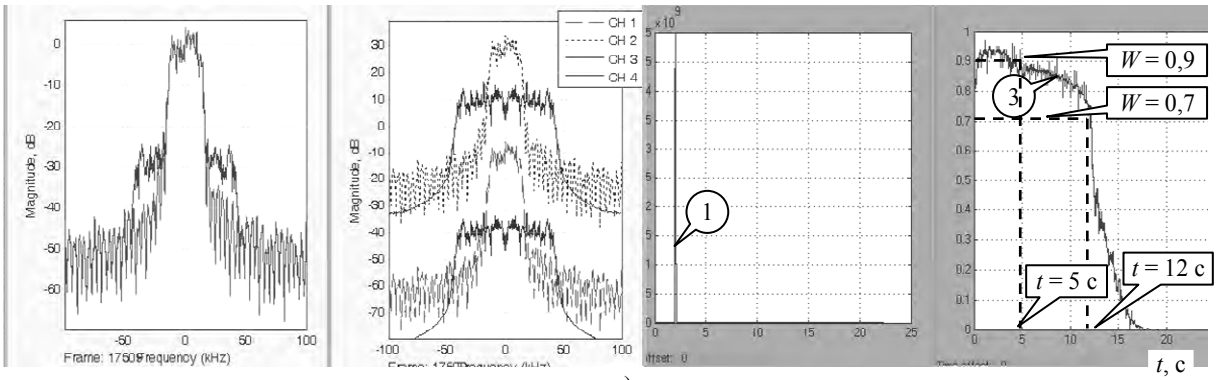
При отсутствии помех и согласованной работе всех функциональных элементов показания BER близки к 0.



а)



б)



в)

Рис. 7. Пример учета структуры сигнала и помехи: а) функциональные схемы узкополосного канала связи и передатчика помех с файлами внешних данных LA1 и MIR1;
б) результаты моделирования динамичной ЭМО, приведённой на рис. 7 (кривые 1 и 2 сжаты во времени в 10 раз) на интервале 25 сек;
в) результаты моделирования динамичной ЭМО при уменьшении мощности помехи в 10 раз

Функциональная схема передатчика заградительной помехи также приведена на рис. 7а и состоит из ограниченного по полосе источника «белого» шума, фильтра – формирователя заданной полосы частот, усилителя, перемножителя. Динамический канал распространения помехи представленного блоком внешних данных с именем MIR1.mat, содержимое которого перемножается со сформированной помехой.

При отладке модели устанавливаются необходимые уровни сигналов и временные характеристики. Сформированные (с учётом динамичной ЭМО) спутниковый сигнал и заградительная помеха поступают через сумматор на вход приёмника.

В библиотеках MATLAB имеется большой набор виртуальных измерительных приборов, часть из которых приведена на рис. 7а. Результаты моделирования приведены на рис. 7б и 7в (кривые 1 и 2 сжаты во времени в 10 раз и интервал моделирования $T = 25$ сек).

На рис. 7б в виртуальных дисплеях под порядковыми номерами в круглых выносках обозначены разные кривые, которым на функциональной схеме соответствуют точки измерения, а именно:

1 – виртуальный двухканальный осциллограф, входным сигналом которого является содержимое файла внешних данных MIR1.mat;

2 – виртуальный двухканальный осциллограф, входным сигналом которого является содержимое файла внешних данных LA1.mat. В данном примере функция LA1.mat имеет форму прямой линии;

3 – кривая виртуального осциллографа, показывающая результат измерения ошибок (осциллограф находится внутри функциональной схемы калькулятора BER и измеряет отношение исходной битовой последовательности к прошедшей через канал связи и приёмник смеси узкополосного сигнала и заградительной помехи).

Кривые 4–7 отображают спектры сигналов 4-канального спектроанализатора по окончании моделирования (сигналы подаются через матричный концентратор). При этом:

4 – спектр на выходе спутникового передатчика;

5 – отформатированный спектр генератора шума до модуляции;

6 – спектр спутникового передатчика на входе сумматора приёмника;

7 – отформатированный спектр генератора шума после модуляции на входе сумматора приёмника;

Кривые 8–9 отображают спектры сигналов 2-канального спектроанализатора по окончании моделирования (на рис. 7а не обозначен). При этом:

8 – спектр смеси сигнала и шума на выходе спутникового приёмника;

9 – исходный спектр сигнала спутникового передатчика.

Если на дисплее спектроанализатора кривые 4, 5, 6 сохраняют свой уровень неизменным в процессе моделирования, то уровень кривой 7 изменяется в соответствии с текущим значением MIR1.mat (на рис. 7б кривая 7 изображена в момент окончания моделирования на 25-й секунде).

Анализ кривой 1 (MIR1.mat) показывает (на рис. 7б выделен фрагмент убывающей кривой 1), что её значение на 18-й секунде примерно равно значению прямой 2 (LA1.mat = 0,01(–20 дБ)). Целиком кривая 1 изображена на рис. 7в, где показан результат моделирования при уменьшении мощности помехи в 10 раз.

Кривая 4 отображает спектр сигнала на выходе спутникового передатчика. Он имеет П-образную огибающую и ширину около 40 кГц. Кривая 5 отображает отформатированный спектр генератора шума, имеющий также П-образную огибающую и ширину около 80 кГц. В данном примере центральные частоты совпадают и шумовой спектр полностью перекрывает (заграждает по частоте) спектр спутникового сигнала. Уровень шума легко устанавливается с помощью усилителя и на рис. 7б он равен уровню кривой 4.

При команде «пуск» в течение заданного интервала времени $T = 25$ сек моделируется воздействие «подвижного» передатчика заградительной помехи на узкополосный приёмник.

Основной результат моделирования решаемой задачи заключается в получении и оценке среднего значения ошибок при обработке переданного сигнала в условиях динамичной ЭМО на заданном интервале времени (получении и анализе кривой 3 при изменении разных параметров, влияющих на её значение). В зависимости от искажений сигнала и уровня помехи показания BER изменяются в пределах от 0 до 1. В частности, для оценки времени (дистанции) подавления необходимо задать требуемую вероятность ошибки W.

Например, для $W = 0{,}7$ (кривая 3 на рис. 7б) на участке от 0 до 18 сек (или 180 сек

в реальном времени) с вероятностью ≥0,7 спутниковый радиоканал будет подавлен подвижным ПП. С учётом приближения РЭС2 к РЭС0 (20 сек) дистанция подавления ($R_п$) составит 20 × 160 = 3200 м.

Для W = 0,9 с вероятностью ≥0,9 спутниковый радиоканал будет подавлен подвижным ПП на участке от 2 до 5 сек. Дистанция подавления ($R_п$) составит 20 × 30 = 600 м.

Очевидно, что изменение любого из параметров моделирования (включая фазовые рассогласования между сформированным и обработанным сигналом) приводит к изменению кривой 3. Например, на рис. 7в мощность ПП уменьшена в 10 раз. Время, в течение которого спутниковый радиоканал будет подавлен подвижным ПП, существенно уменьшилось по сравнению с рис. 7б. Рассчитанное для вероятности ошибки 0,7 время $T_п$ равно ~12 сек (120 сек), а дистанция подавления $R_п$ уменьшится до 20 × 100 = 2000 м.

Из изложенного выше следует, что учёт структуры сигналов и помех требует использования при определении дистанции подавления вместо критерия $K_п$ критерий W – вероятности битовой ошибки. Приведённые результаты свидетельствуют о высокой эффективности предлагаемой методики моделирования, так как достаточно полно и точно отображают реальную ситуацию, возникающую при оценке параметров отклика приёмника на сложную динамичную ЭМО. При этом допускается оперативная перестройка:

- самой ЭМО, путём изменения характеристик РЭС (антенн, начальных координат, траекторий движения);
- условий распространения сигналов и помех на радиотрассе;
- трактов формирования и обработки сигналов и помех, используемых в РЭС.

Литература

1. Моделирование электромагнитной обстановки в группировках радиоэлектронных средств в трёхмерной области / А.Д. Коробова [и др.] // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». Воронеж, 2008. – Вып. 3. – С. 71–78.

2. *Коробова А.Д.* Учет временных зависимостей характеристик электромагнитной обстановки в группировках подвижных радиоэлектронных средств / Е.А. Хромых, А.Д. Коробова // Теория и техника радиосвязи. – 2009. – № 2. – С. 73–79.

3. *Коробова А.Д.* Повышение эффективности методики компьютерного моделирования электромагнитной обстановки в группировке радиоэлектронных средств / Е.А. Хромых, А.Д. Коробова // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 1. – С. 79–83.

4. *Коробова А.Д.* Применение компьютерного моделирования для оценки ЭМО в группировках РЭС / Е.А. Хромых, А.Д. Коробова / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2012. – 220 с.

5. *Перунов Ю.М.* Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю.М. Перунов, К.И. Фомичёв, Л.М. Юдин. – М. : Радиотехника, 2003. – 416 с.

6. *Дьяконов В.П.* MATLAB. R2006/2007/2008+Simulink. Основы применения / В.П. Дьяконов. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 800 с.

Статья поступила в редакцию 24 февраля 2014 г.

УДК 621.38

КОМПЛЕКСНОЕ КАНАЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ДЛЯ ДЕКОДИРОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НЕЙРОННОЙ СЕТЬЮ ПРИ УПРАВЛЕНИИ УДАЛЕННЫМИ ОБЪЕКТАМИ

С.В. Артыщенко, к. ф.-м. н., доцент, Воронежский ГАСУ, e-mail: art.stepan@mail.ru
П.А. Головинский, д. ф.-м. н., профессор, Воронежский ГАСУ; Московский физ.-тех. ин-т (гос. ун-т), e-mail: golovinski@bk.ru
Р.А. Чернов, аспирант, Воронежский ГАСУ, e-mail: 4ernoff@mail.ru

Предлагается канальное представление данных для декодирования широкополосного сигнала в процессах управления удаленными объектами. В основе развиваемого подхода лежит нелинейное отображение, увеличивающее размерность данных и расстояние между образами. Окончательное распознавание сигналов осуществляется с помощью комплекснозначной нейронной сети в параллельной схеме. Показана эффективность алгоритма на фоне шума.

Ключевые слова: *управление, широкополосный сигнал, декодирование, канальное кодирование, комплексная нейронная сеть, помехи.*

COMPLEX-VALUED CHANNEL REPRESENTATION FOR BROADBAND SIGNAL DECODING BY NEURAL NETWORK IN DURING CONTROL OF REMOTE OBJECTS

S.V. Artyshchenko, Ph.D. in Physics and Mathematics, associate professor, Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering, e-mail: art.stepan@mail.ru
P.A. Golovinsky, D.D. in Physics and Mathematics, professor, Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering; Moscow State Physical and Engineering University, e-mail: golovinski@bk.ru
R.A. Chernov, graduate, Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering, e-mail: 4ernoff@mail.ru

Channel representation of data for broadband signal decoding in processes of remote object control is suggested. The basis of the developing approach is non-linear mapping, which increases data dimensionality and distance between patterns. Final signal detection is carried out using complex-valued neural network in parallel circuit. Efficiency of algorithm on the background of noise is shown.

Keywords: *control, broadband signal, decoding, channel encoding, complex-valued neural network, noise.*

В последние годы возрастает роль оптических систем связи в системах телекоммуникаций и управления различного назначения. Это обусловлено высокими скоростями передачи информации, а относительно лазерных атмосферных линий связи (ЛАЛС) прямой видимости – дополнительной защищенностью от подслушивания, обусловленной природой канала. Лазерные системы загоризонтной связи (ЛСЗС) на рассеянии, несмотря на меньшую скорость передачи информации, позволяют достигнуть большей дальности связи и увеличить тем самым площадь района покрытия. ЛСЗС также демонстрируют меньшую зависимость устойчивости связи от различных внешних факторов. Сюда относится и большая устойчивость работы ЛСЗС к наличию в канале распространения рассеивающих примесей (как естественных, так и намеренно введенных). Для ЛСЗС на рассеянии это даже может оказаться полезным. Отмеченные свойства позволяют говорить о перспективности использования ЛСЗС в системах управления удаленными объектами. Интересно отметить, что тензор рассеяния лазерного излучения на молекулах атмосферных газов зависит от их ориентации по отношению к плоскости поляризации излучения [1], что открывает перспективы управления рассеивающими свойствами молекулярной среды с помощью ее когерентной подготовки [2–6]. Вместе с тем для ЛАЛС и особенно ЛСЗС важной является проблема декодирования сигнала на фоне шума, включая помехи различного происхождения, вплоть до помех, обусловленных работой самой линии связи [7]. Решаемая в настоящей работе задача декодирования сигнала на фоне шума имеет большое значение для оптических атмосферных линий связи.

В современных системах широкополосной связи привлекательным направлением является технология CDMA (множественного доступа с кодовым разделением) в различных модификациях [8]. В системах CDMA несколько пользо-

вателей могут одновременно передавать информацию по одному каналу, используя систему кодирования. Для приема сигнала обычно используются фильтрующие детекторы, содержащие набор фильтров для разных кодов [9]. Однако при большом количестве активных пользователей возникает взаимное влияние одновременно передаваемых сигналов. Это накладывает существенные ограничения на скорость передаваемой информации, которая может быть разделена приемником. Данная проблема решается путем использования ортогональных кодов. В процессе распространения сигнала ортогональность нарушается, и требуется произвести наиболее вероятное декодирование, которое теоретически осуществимо методом наибольшего правдоподобия Витерби [10]. При этом вычислительная сложность растет экспоненциально с ростом числа пользователей, и метод практически неприменим для значительного количества абонентов.

В связи с этим существенное развитие получили методы, основанные на использовании искусственных нейронных сетей [11]. Для решения данной задачи применялись многослойные персептроны с обучением методом обратного распространения ошибки, нейронные сети радиальных базисных функций, динамические сети Хопфилда и самоорганизующиеся карты Кохонена [12]. Для снижения воздействия шумов предложена модификация сетей Хопфилда с пороговым возбуждением [13]. Несмотря на достигнутые успехи, используемые при детектировании широкополосных сигналов алгоритмы обучения и работы искусственных нейронных сетей все еще ведут к существенным затратам компьютерного времени [14]. Еще более жесткие требования к быстродействию предъявляют оптические системы связи [15]. В связи с этим представляет интерес развитие нейронных сетей, обладающих повышенным быстродействием и улучшенными характеристиками распознавания. В настоящей работе предлагается новая система распознавания сигналов, основанная на комплексном многоканальном кодировании [16] и квантовых нейронных сетях для систем связи при синхронизованном доступе.

1. Модель сигнала с ортогональными кодами

Множественный доступ с разделением по коду основан на ортогональных дробящих кодах [17]. Это позволяет выделять в приемнике нужный сигнал на фоне сигналов, поступающих от всех остальных пользователей. У каждого k-го пользователя имеется свой специфический индивидуальный широкополосный сигнал $s_k(t)$, называемый сигнатурой. Каждая сигнатура составляется из специфической последовательности чипов $s_0(t-n\tau)$ – N одинаковых импульсов, разнесенных по времени t на одинаковые интервалы τ и взятых с разными весами дробящего кода c_n^k. Подбор весов таков, что обеспечивает ортогональность кодов:

$$\sum_{n=1}^{N} c_n^k c_n^j = \delta_{kj}. \qquad (1)$$

Сигнал k-го отправителя представляет собой последовательность значений b_m^k (m = 1,2,…M, M – полная длина сообщения). Сигнал сообщения создается амплитудной модуляцией сигнатур, и его можно представить в виде произведения $b_m^k c_n^k$. Сигнал от всех K пользователей принимает вид суммы

$$t_{mn} = \sum_{l=1}^{K} b_m^l c_n^l + n_{mn}, \qquad (2)$$

где n_{mn} учитывает искажения сигнала в процессе распространения в виде аддитивного шума.

Сообщение для k-го пользователя можно восстановить, вычисляя скалярное произведение

$$\sum_{n=1}^{N} t_{mn} c_n^{k_1} = \sum_{n=1}^{N} \left(\sum_{l=1}^{K} b_m^l c_n^l c_n^k + n_{mn} c_n^k \right) = b_m^k + n_m^k. \qquad (3)$$

Таким образом, задача декодирования сводится к выделению вектора на фоне шума. Поскольку величина шума может быть достаточно большой, то простое проектирование на ортогональный базис не гарантирует уверенного приема, и требуется применение более тонких методов, включая искусственные нейронные сети [18], которые позволяют более уверенно разделять близкие образы.

2. Канальное представление для многозначных отображений

Двойственность восприятия – это известная проблема, возникающая при обучении нейронных сетей по неполным данным. Эта проблема также возникает, когда взаимно-однозначное соответствие между входами и выходами при отображении отсутствует. В общем случае двойственность восприятия возникает, когда имеют-

ся два обучающих набора (x_m, y_m) и (x_n, y_n), для которых входы $x_m, x_n \in X$ почти одинаковы, а ожидаемые выходы y_m, $y_n \in Y$ различны. Обучение однозначному отображению $X \to Y$ в таких условиях невозможно. Например, если значения y_m и y_n приводят к повороту механического устройства соответственно влево или вправо, то подобная ситуация двойственности является индикатором катастрофы в управлении. Непосредственно для каналов связи это означает прием ошибочного сигнала или его фрагмента. Для решения данной проблемы предложено изначально строить многозначное отображение $X \to Y$, для которого одному входному состоянию x_n соответствует целый набор выходов y_n. При этом проблема выбора между состояниями y_n решается в форме отдельной процедуры.

Для построения отображения используют канальное представление x_n и y_n в виде

$$u_n = \mathrm{enc}(y_n), \quad a_n = \mathrm{enc}(x_n), \tag{4}$$

а затем обучают линейное отображение

$$u_n = Ca_n. \tag{5}$$

Канальная обработка данных дает возможность представлять и однозначные, и многозначные величины единым образом [19]. Суть канального представления заключается в использовании совокупности локализованных нелинейных отображений, имеющих сильно перекрывающиеся области определения. Согласно теореме Ковера [20] нелинейное преобразование сложной задачи по классификации образов в пространство большей размерности повышает вероятность линейной разделимости множеств, т.е. улучшает возможности правильного распознавания.

Аналогично этому нелинейное отображение может использоваться для преобразования сложной задачи нелинейной аппроксимации в более простую линейную задачу. Если взять определенное значение, то оно отобразится в некоторый набор чисел в канальном представлении, которое является разреженным, т.е. большинство значений в нем нулевые. Если мы введем два значения одновременно с разными доверительными весами, то также получим некоторый вектор отображения большей размерности, чем была исходная. Таким образом, исходно близкие векторы отобразятся по-разному, что можно использовать для классификации отклика при многозначных входных данных. Для кодирования удобно использовать отображение с помощью комплексных функций $a_n = \exp(i\omega(t + nT))$, каждая из которых задана на интервале $[nT, (n+1)T]$ [21]. При выборе масштаба аргумента, при котором $\omega = 1$, восстановление функции основывается на простом соотношении

$$\sum_{n=1}^{N} \exp[i(t + nT)]\exp(-inT) = Ne^{it}. \tag{6}$$

Тогда

$$it = \ln\left(\sum_{k=1}^{N} a_k / N\right) + lT, \tag{7}$$

где l – целое число, определяемое интервалом, в котором находится t. Для определения матрицы C может быть использован метод наименьших квадратов на обучающей выборке $U = (u_1, u_2, \ldots u_N)$, $A = (a_1, a_2, \ldots a_N)$:

$$\min_C \|U - CA\|^2. \tag{8}$$

Таким образом, нелинейное преобразование в пространство большой размерности позволяет построить линейную модель связей в этом новом пространстве. Данный подход естественным образом реализуется с помощью квантовых нейронных сетей [22].

3. Распознавание образов квантовым нейроном

Рассмотрим процедуру распознавания образов с использованием квантовых нейронных сетей [23]. Выделенные параметры после канального кодирования можно представить с помощью набора комплексных чисел $a = \{a_m\}$, $m = 1, 2, \ldots n$. Для определения близости векторов могут быть использованы разные типы метрик. Если имеются два комплексных вектора a и d, то расстояние между ними в евклидовой метрике вычисляется как $\|a - d\| = \sqrt{\sum_m (a_m^* - d_m^*)(a_m - d_m)}$. Такой же способ определения расстояния, но уже в гильбертовом пространстве, используется в квантовой механике, что позволяет развивать наноструктурные реализации распознавания на основе данной метрики. Для нормированных векторов ($\|a\| = 1$, $\|d\| = 1$) их близость эквивалентна условию $\mathrm{Re}(a, d) \to 1$.

Для сравнения двух образов a и d приведем их к системе центра масс, а затем произведем

нормировку так, что максимальный модуль комплексных компонент равен единице:

$$a_m \mapsto a_m - \sum_{j=1}^{n} a_j / n, \ \mapsto a_m \Big/ \max_j |a_j|,$$
$$d_m \mapsto d_m - \sum_{j=1}^{n} d_j / n, \ \mapsto d_m \Big/ \max_j |d_j|. \quad (9)$$

Пусть имеется эталонный образ d и образ a, предлагаемый для сравнения. После выполнения преобразования (9) они могут отличаться лишь углом поворота. Для близких образов существует значение χ, при котором

$$\left| \mathrm{Re} \sum_{j=1}^{n} \left(a_j^* d_j e^{i\chi} - a_j^* a_j \right) \Big/ A \right| < \varepsilon, \ A = \sum_{j=1}^{n} a_j^* a_j, \quad (10)$$

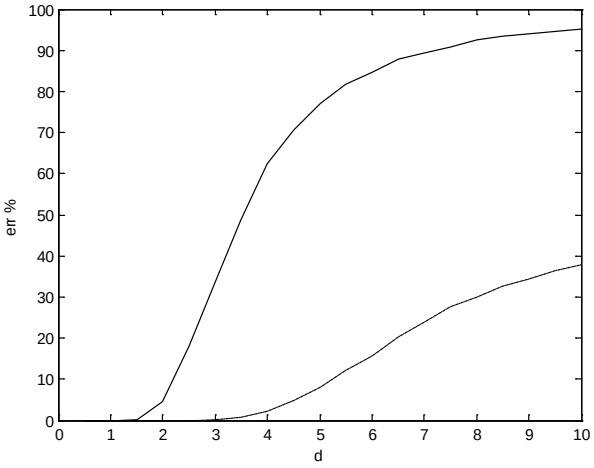
и изображение с заданной точностью $\varepsilon > 0$ совпадает с эталонным образом. Тем самым квантовый нейрон, осуществляющий процедуру сравнения, обеспечивает прямую техническую реализацию распознавания образов. Количество одновременно распознаваемых образов равно количеству параллельно работающих в сети нейронов.

4. Реализация декодирования

Продемонстрируем работу рассмотренного алгоритма на относительно простом примере распознавания синхронизованного сигнала. Выберем двойное ортогональное кодирование функциями Уолша как для прямого расширения спектра, так и для кодирования передаваемого сигнала и рассмотрим локальную систему связи, рассчитанную на 8 пользователей. Базисные функции задаются строками матрицы Адамара

$$\mathbf{H_8} = \begin{bmatrix} \mathbf{H_4} & \mathbf{H_4} \\ \mathbf{H_4} & -\mathbf{H_4} \end{bmatrix}, \ \mathbf{H_4} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Проектирование на сигнатуру позволяет выделить приближенное значение бинарного восьмибитового сигнала b^k, распределенного на каждого пользователя. Для улучшения разрешения полученные веса подвергаются канальному преобразованию, и затем производится сравнение полученного комплексного векторного представления с эталонами, подвергнутыми такому же преобразованию, по критерию (10) с помощью квантового (комплексного) нейрона. На рисунке показаны результаты численного моделирования распознавания сигнала на фоне белого шума n.



Зависимость числа ошибок в процентном отношении от величины шума с максимальной величиной искажения d

Сплошная линия показывает процент ошибок декодирования сигнала при двойном ортогональном проектировании. Штрихпунктирная линия отражает зависимость детектирования при использовании канального комплексного кодирования и финального распознавания комплексным нейроном. Сравнение этих двух зависимостей показывает практически трехкратное повышение надежности детектирования широкополосного сигнала при использовании новой схемы.

Заключение

Предложенный в работе метод комплексного канального кодирования позволяет увеличить способность принимающего устройства надежно декодировать широкополосные сигналы с ортогональным кодированием. Промежуточное канальное кодирование и нейронная сеть с комплексными параметрами обеспечивают быстрое детектирование на основе параллельной обработки данных. Дополнительным достоинством предлагаемой технологии является возможность ее реализации с помощью как квантовых, так и оптических вычислительных элементов, что делает ее перспективной для широкополосных линий оптической связи на основе оптического волокна или с использованием атмосферного распространения лазерных импульсов для автоматического управления удаленными объектами.

Роль систем связи и управления трудно переоценить. В ряде случаев она не меньше, чем

значимость самих управляемых объектов, и надежность их работы исключительно важна. Имея в виду методы повышения эффективности систем управления, включающих оптические атмосферные линии связи, весьма перспективными представляются как активные [2–6] методы, связанные с когерентной подготовкой среды, управлением свойствами канала, так и методы подбора параметров лазерных сигналов для улучшения характеристик их распространения, а также методы обращения волнового фронта [24–26] и рассматриваемые в настоящей работе новые улучшенные алгоритмы распознавания сигналов. Существуют задачи, в которых предпочтительнее одни из упомянутых методов, а другие менее эффективны, однако в перспективе для создания максимально адаптивных и живучих систем связи и управления необходима максимальная интеграция этих методов. Эти представления весьма перспективны и получат развитие в последующих работах авторов.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проекты № 11-07-00155-а, 13-07-00270) и ГЗ Минобрнауки РФ №2014/19-2881.

Литература

1. К вопросу о повышении эффективности лазерных атмосферных линий связи. Зависимость рассеяния света двухатомными молекулами от их ориентации по отношению к плоскости поляризации излучения / П.А. Головинский и др. // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 3. – С. 110–112.

2. *Артыщенко С.В.* Способ повышения эффективности лазерных атмосферных линий связи за счет уменьшения полного сечения рассеяния / С.В. Артыщенко // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2008. – Вып. 4. – С. 56–63.

3. *Артыщенко С.В.* К вопросу о возможности повышения эффективности ЛАЛС с помощью когерентной подготовки молекулярной среды / С.В. Артыщенко // Теория и техника радиосвязи. – 2010. – № 1. – С. 98–106.

4. *Артыщенко С.В.* Возможности когерентного контроля молекулярной среды для управления характеристиками канала распространения лазерного излучения. Особенности различных способов выстраивания молекул / С.В. Артыщенко // Вестн. Воронеж. гос. тех. ун-та. – 2011. – Т. 7, № 4. – С. 6–12.

5. *Артыщенко С.В.* Способы снижения потерь в каналах распространения лазерных сигналов / С.В. Артыщенко, В.А. Дубинкин, О.В. Николаев // Теория и техника радиосвязи. – 2010. – № 2. – С. 80–91.

6. *Артыщенко С.В.* Математическая модель лазерной линии связи с учетом выстраивания молекул в лазерном поле / С.В. Артыщенко, В.А. Дубинкин, О.В. Николаев // Теория и техника радиосвязи. – 2010. – № 3. – С. 75–85.

7. *Артыщенко С.В.* Анализ помехового сигнала, обусловленного отражением в лазерных атмосферных линиях связи, и методы отстройки от помехи / С.В. Артыщенко, Е.Л. Кучин. – Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 1. – С. 56–60.

8. *Ипатов В.* Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. – М. : Техносфера, 2005. – 488 с.

9. *Isik Y.* The multi-user detection in code detection multiple access with adaptive neuro-fuzzy inference system / Y. Isik, N. Taspinar // J. of Inf. Science and Eng. – 2006. – Vol. 22. – Pp. 1529– 542 (2006).

10. *Verdu S.* Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels // IEEE Transactions of Information Theory. – 1986. – Vol. 32. – Pp. 85–96.

11. *Aazhang B.* Neural network for multi-user detection in code-division multiple access communications / B. Aazhang, B.P. Paris, G.C. Orsak // IEEE Transactions on Communications. – 1992. – Vol. 40. – Pp. 1212–1222.

12. *Attia A.* A comparative study of three different topologies of neural network-based multiuser detectors of WCDMA signals / A. Attia, M.A. Abbas // AIML Journal. – 2006. – Vol. 6. – Pp. 61–66.

13. *Астапенко В.А.* Формирование карты конкурентоспособности при взаимодействии сети нейронов / В.А. Астапенко, Ю.А. Ахенбах, П.А. Головинский // Системы управления и информационные технологии. – 2012. – № 2 (48). – С. 34–39.

14. *Abedi A.* Signal detection in passive wireless sensor networks based on back-propagation neural networks // IET Wirel. Sens. Syst. – 2011. – Vol. 1. – Pp. 48–54.

15. *Kwon H.M.* Optical orthogonal code-division multiple access systems. – Part I: ADP noise and thermal noise / H.M. Kwon // IEEE Transactions on Communications. – 1994. – Vol. 42. – Pp. 2470–2479.

16. *Aizenberg I.* Complex-Valued Neural Networks with Multi-Valued Neurons / I. Aizenberg. – Berlin : Springer-Verlag, 2011. – 262 p.

17. *Луенбергер Д.Дж.* Информатика / Д.Дж. Луенбергер. – М. : Техносфера, 2008. – 448 с.

18. *Chia-Hsin Cheng.* Hopfield neural network for UWB multiuser neural detection / Chia-Hsin Cheng, Cuo-Jun Wen, Yung-Fa Huang // WSEAS Transaction Communications. – 2009. – Vol. 8. – Pp. 578–587.

19. *Granlund G.H.* The complexity of vision / G.H. Granlund // Signal Processing. – 1999. – Vol. 74(1). – Pp. 1001–1026.

20. *Cover T.M.* Geometrical and statistical properties of systems of linear inequalities with applications in pattern recognition / T.M. Cover // IEEE Transactions on Electronic Computers. – 1964. – Vol. EC-14. – Pp. 326–334.

21. *Forssén P.E.* Low and medium level vision using channel representation. Dissertation № 858. – Linköping : Linköping University, 2004. – 151 p.

22. *Головинский П.А.* Когерентный нейрон и распознавание образов / П.А. Головинский // Проблемы управления. – 2006. – № 5. – С. 86–88.

23. *Астапенко В.А.* Нейронные сети с квантовой интерференцией / В.А. Астапенко, П.А. Головинский // Нейрокомпьютеры : разработка, применение. – 2012. – № 4. – С. 3–12.

24. Optical phase conjugation for atmospheric turbulence assessment / V. Markov [et al.] // Proc. of SPIE – 2006. – Vol. 5215, 62150J.

25. *Huignard J.-P.* Overview of phase conjugation / J.-P. Huignard, A. Brignon // in Phase Conjugation Laser Optics, Ed. A. Brignon and J.-P. Huignard. – Pp. 1–17 (2004).

26. *Sudurshanam V.S.* Turbulence-aberration correction with high-speed high-gain optical phase conjugation in sodium vapor / V.S. Sudurshanam, M. Cronin-Golomb // Optics Letters. – Vol. 22, № 15. – Pp. 1141–1143 (1997).

Статья поступила в редакцию 25 февраля 2014 г.

УДК 621.391.23

МЕТОД УСКОРЕНИЯ ДЕКОДИРОВАНИЯ СВЕРТОЧНОГО ТУРБОКОДА

В.А. Гаев, вед. конструктор, e-mail: gaev@zarya-k.ru
А.В. Головской, нач. сектора, e-mail: golovskoy@zarya-k.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Предложен новый метод ускорения декодирования сверточных турбокодов, позволяющий уменьшить время, затрачиваемое на декодирование, и увеличить пропускную способность турбодекодера. Представленный метод не имеет проблем, типичных для метода «скользящего окна» (sliding window). В соответствии с представленным методом разработана архитектура 3GPP-турбодекодера. Проведено аппаратное и программное тестирование, а также сравнение предложенного декодера по затрачиваемым логическим ресурсам с аналогами, реализованными по методу «скользящего окна».

Ключевые слова: *3GPP, LTE, турбокод, турбодекодер, ПЛИС.*

THE METHOD OF ACCELERATION OF CONVOLUTIONAL TURBO DECODING

V.A. Gaev, leading engineer, e-mail: gaev@zarya-k.ru
A.V. Golovskoy, head of sector, e-mail: golovskoy@zarya-k.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

New method for decoding acceleration of convolutional turbo code is described. This method makes it possible to decrease time, required for decoding and to increase throughput of turbo decoder. The presented method doesn't have drawbacks that are typical for sliding window method. Architecture of 3GPP-turbo decoder, which works according to the presented method, was developed. Hardware and software testing of 3GGP turbo code decoder, based on the introduced method, was conducted. Comparison on the occupied logical resource of the suggested decoder with analogs, which are realized according to the method of «sliding window» was carried out.

Keywords: *3GPP, LTE, turbo code, turbo decoder, FPGA.*

Современные системы связи предъявляют высокие требования к достоверности передаваемой информации. Для достижения требуемых характеристик широко используется помехоустойчивое кодирование. Одной из самых популярных схем кодирования являются сверточные турбокоды. Благодаря своим характеристикам турбокоды активно используются в современных стандартах связи, в том числе в системах WiMAX [1] и LTE [2]. Следующие поколения систем связи требуют все более высоких скоростей обмена данными, поэтому актуальной является проблема построения кодеков с высокой пропускной способностью, низкой задержкой и высокой корректирующей способностью. На данный момент известен один метод ускорения декодирования сверточных турбокодов – метод «скользящего окна». Этот метод обладает целым рядом недостатков. Поэтому задача поиска альтернативных методов ускорения декодирования сверточных турбокодов является актуальной. В настоящей работе предлагается новая методика ускорения процесса декодирования сверточных турбокодов. На примере 3GPP-турбокода рассматривается реализация декодера со степенью распараллеливания 8.

1. Кодирование

Типичная схема кодирующего устройства 3GPP-турбокода представлена на рис. 1. Оно состоит из двух одинаковых кодирующих устройств сверточного кода, одно из которых подключено через перемежитель (interleaver). Выходом кодирующего устройства являются информационные биты x и проверочные биты z, z'.

2. Декодирование

Типичная схема декодера сверточного турбокода представлена на рис. 2

Декодер состоит из двух одинаковых декодеров с мягкими решениями на входе и выходе, которые обозначены на рис. 2 как SISO1 и SISO2, перемежителя и деперемежителя, которые обозначены соответственно как interleaver и deinterleaver.

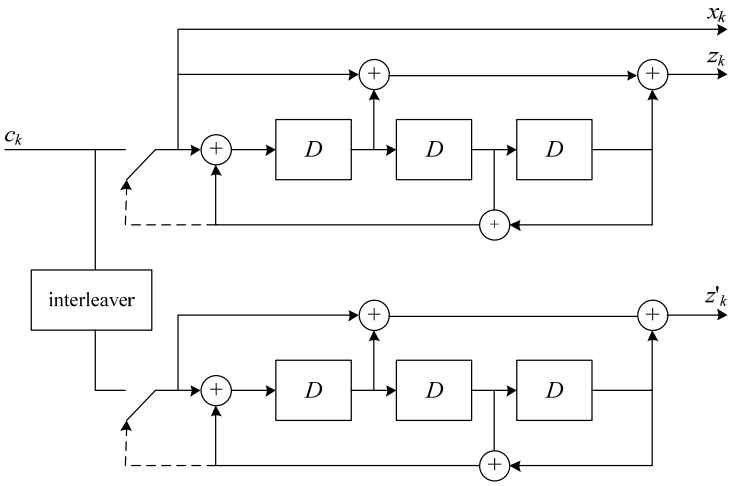


Рис. 1. Схема кодирующего устройства 3GPP-турбокода

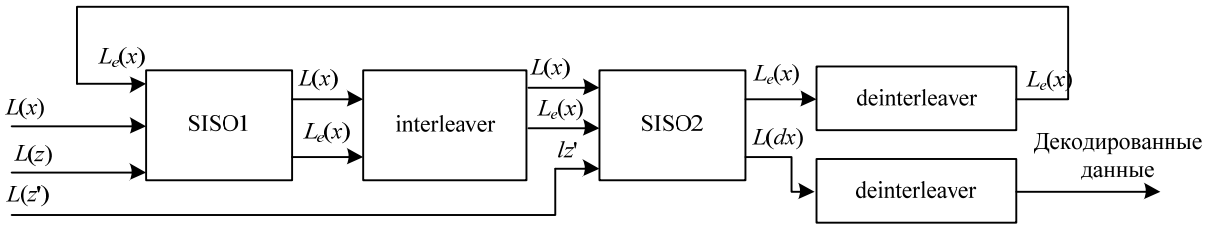


Рис. 2. Блок-схема декодера сверточного турбокода

Процесс декодирования происходит следующим образом: на вход SISO1 поступают мягкие решения битов данных $L(x)$ и проверочных битов $L(z)$; выходом этого блока являются внешние данные $L_e(x_e)$ (extrinsic), полученные в результате декодирования в SISO1; далее $L_e(x)$ и $L(x)$ поступают на перемежитель (interleaver). На вход блока SISO2 поступают внешние данные $L_e(x)$ и мягкие решения битов данных $L(x)$; на их основе в декодере SISO2 вычисляются новые внешние данные $L_e(x)$, которые возвращаются на вход блока SISO1, и так происходит несколько итераций. В итоге в блоке SISO2 вычисляются выходные мягкие решения битов данных $L(dx)$, на основе которых выносятся мягкие решения.

3. Алгоритм MAP

Для декодирования сверточных турбокодов используется алгоритм MAP и его аппроксимации [3], такие как Log-MAP и Max-Log-MAP. Поскольку чаще всего используется алгоритм Max-Log-MAP, то все дальнейшие рассуждения будут приведены только для него.

В процессе декодирования рассчитываются метрики ветвей, прямые метрики и обратные метрики, которые обозначаются как γ, α и β соответственно. Сначала рассчитываются метрики ветвей по формуле

$$\gamma\left(s_k, s'_{k+1}\right) = \\ = 1/2\left(\left(L(x_k) + L^e(x_k)\right)u_k + L\left(z_k\right)v_k\right), \qquad (1)$$

где $L(x_k)$ – логарифмическое отношение правдоподобия принятого бита данных; $L^e(x_k)$ – внешняя информация, полученная в процессе декодирования; $L(z)$ – логарифмическое отношение правдоподобия принятого проверочного бита; u_k – значение бита данных, при котором осуществляется переход из состояния решетки s_k в состояние s'_{k+1}, а v_k – проверочный символ соответствующий переходу из s_k в s'_{k+1}.

Прямые метрики состояний рассчитываются по формуле

$$\alpha_{k+1}^{s'_{k+1}} = \max_{s_k}\left(\alpha_k^{s_k} + \gamma\left(s_k, s'_{k+1}\right)\right). \qquad (2)$$

Операция max осуществляется по всем значениям s_k, из которых возможен переход в состояние s'_{k+1}. Обратные метрики состояний рассчитываются по формуле

$$\beta_k^{s_k} = \max_{s_{k+1}}\left(\beta_{k+1}^{s'_{k+1}} + \gamma\left(s_k, s'_{k+1}\right)\right), \qquad (3)$$

где операция max также осуществляется по всем состояниям s'_{k+1}, из которых возможен переход в состояние s_k. Как видно из формул (2) и (3), операции вычисления прямых и обратных метрик состояний носят рекурсивный характер, то есть последующие значения вычисляются за счет предыдущих, что создает сложности в построении турбодекодеров с высокой пропускной способностью.

На основе прямых, обратных метрик состояний и метрик ветвей осуществляется расчёт выходного логарифмического отношения правдоподобия k-го символа данных по формуле

$$L(dx_k) = \max\left(\alpha_k^{s_k} + \gamma(s_k, s'_{k+1}) + \beta_{k+1}^{s'_{k+1}} | u_k = 1\right) - \max\left(\alpha_k^{s_k} + \gamma(s_k, s'_{k+1}) + \beta_{k+1}^{s'_{k+1}} | u_k = 0\right). \quad (4)$$

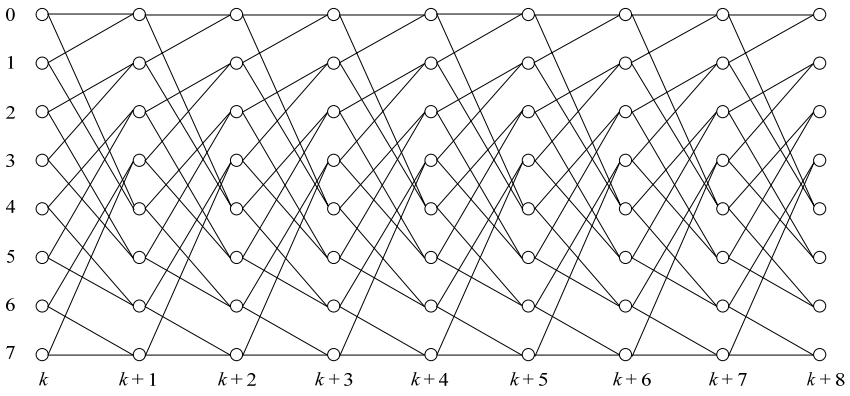
Далее рассчитывается внешняя информация (extrinsic), полученная в процессе декодирования, по формуле

$$L^e_{\text{вых}}(x_k) = L(dx_k) - L(x_k) - L^e_{\text{вх}}(x_k). \quad (5)$$

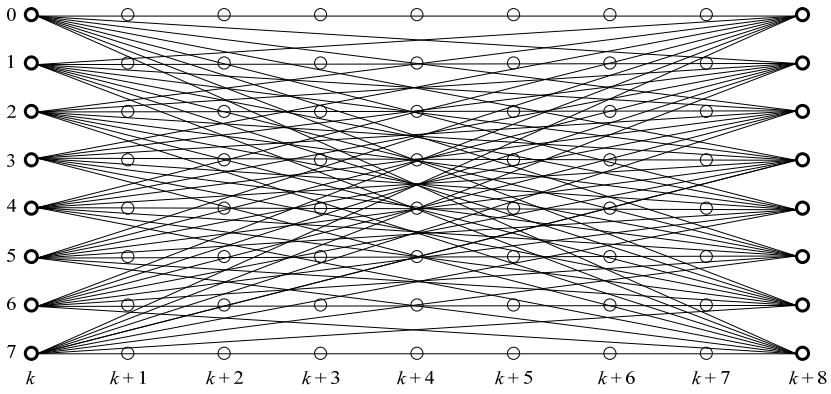
После перемежения эта информация передается в следующую полуитерацию.

4. Ускорение движения по решетке сверточного кода

В настоящей работе приводится методика, позволяющая рассчитывать прямые и обратные метрики не последовательно, одну за другой, как изображено на рис. 3а, а через любое заранее определенное число состояний решетки *N*, как изображено на рис. 3б. Это, как будет показано позже, позволяет ускорить процесс декодирования сверточного турбокода. Значение *N* может быть любым, в качестве примера возьмем *N* = 8.



а)



б)

Рис. 3. Решетка 3GPP-турбокода: а – последовательно, б – переход на 8 состояний

Для того чтобы рассчитать $k + 8$-й набор прямых метрик состояний на основе *k*-го, необходимо рассчитать все возможные метрики ветвей из состояний с номером *k* в состояния с номером $k + 8$. Для 3GPP-турбокода таких метрик всего 64. Процесс их вычисления делится на не-

сколько этапов. На первом этапе осуществляется расчет метрик ветвей из k в $k+2$, из $k+2$ в $k+4$, из $k+4$ в $k+6$, из $k+6$ в $k+8$ (рис. 4а).

Из рис. 3а видно, что для любого перехода из s_k в s''_{k+2} возможен только один вариант, поэтому метрика ветви рассчитывается по формуле

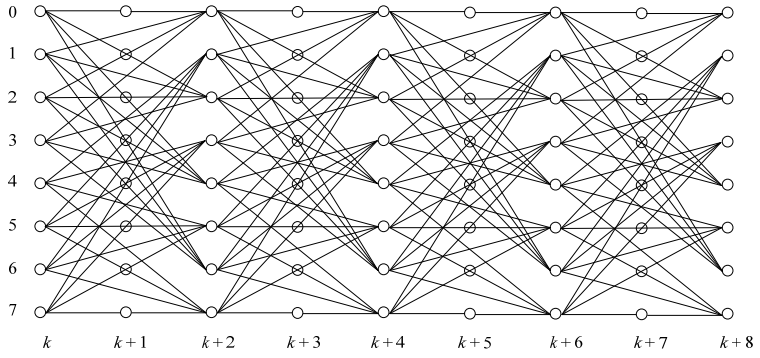
$$\gamma\left(s_k, s''_{k+2}\right) = \gamma\left(s_k, s'_{k+1}\right) + \gamma\left(s'_{k+1}, s''_{k+2}\right). \qquad (6)$$

Аналогично рассчитываются метрики ветвей $\gamma\left(s_{k+2}, s''_{k+4}\right)$, $\gamma\left(s_{k+4}, s''_{k+6}\right)$, $\gamma\left(s_{k+6}, s''_{k+8}\right)$.

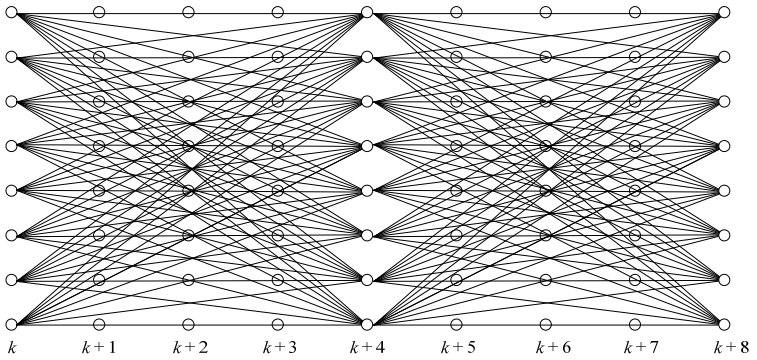
На втором этапе производится расчет метрик ветвей из состояний с номером k в $k+4$, из $k+4$ в $k+8$. Как видно из рис. 4а, любой возможный переход из состояния с номером k в состояние с номером $k+4$ возможен по двум путям: в соответствии с алгоритмом Max-Log-MAP получаем формулу

$$\gamma\left(s_k, s''_{k+4}\right) = \\ = \max\left(\gamma\left(s_k, s'_{k+2}\right) + \gamma\left(s'_{k+2}, s''_{k+4}\right)\right), \qquad (7)$$

где операция max берется по всем возможным переходам. Метрики ветвей для переходов из состояний с номером $k+4$ в состояния с номером $k+8$ рассчитываются аналогично.



а)



б)

Рис. 4. Решетка 3GPP-турбокода: а – переход на 2 состояния; б – переход на 4 состояния

На третьем этапе аналогично рассчитываются метрики ветвей из состояния с номером k в состояние $k+8$; единственное отличие, как видно из рис. 4б, – возможных переходов из каждой точки в каждую не 2, а 8, соответственно, метрики вычисляются по аналогичной формуле

$$\gamma\left(s_k, s''_{k+8}\right) = \\ = \max\left(\gamma\left(s_k, s'_{k+4}\right) + \gamma\left(s'_{k+4}, s''_{k+8}\right)\right), \qquad (8)$$

где операция max берется по всем возможным переходам.

Далее рассчитываются прямые метрики по формуле

$$\alpha_{k+8}^{s''_{k+8}} = \max\left(\alpha_k^{s_k} + \gamma\left(s_k, s''_{k+8}\right)\right), \qquad (9)$$

где s_k изменяется от 0 до 7; обратные метрики вычисляются по формуле

$$\beta_k^{s_k} = \max\left(\beta_{k+8}^{s''_{k+8}} + \gamma\left(s_k, s''_{k+8}\right)\right), \qquad (10)$$

где s''_{k+8} соответственно изменяется от 0 до 7.

5. Архитектура SISO-декодера с высокой пропускной способностью

Используя приведенный метод ускорения движения по решетке сверточного турбокода, можно построить турбодекодер с высокой пропускной способностью и низкой задержкой. Упрощенная структура одной полуитерации такого декодера для $N = 8$ представлена на рис. 5.

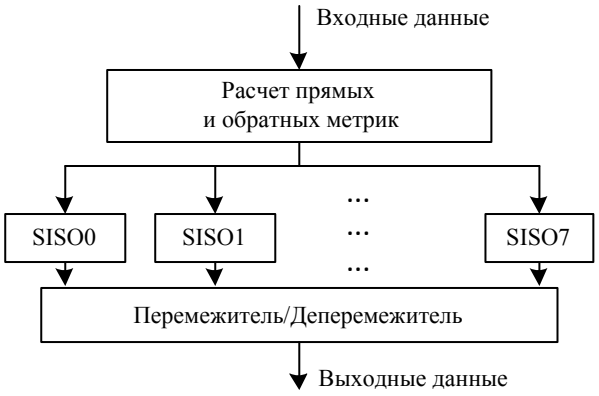


Рис. 5. Блок-схема турбодекодера
с высокой пропускной способностью

Сначала методом быстрого перемещения по решетке рассчитываются прямые и обратные метрики состояний. Пары прямых и обратных метрик состояний, между которыми заключены 8 символов данных, используются как инициализирующие значения для мягких декодеров SISO0 – SISO7. Эта операция сходна с процедурой выделения окон, которая используется при декодировании сверточных турбокодов по методу «скользящего окна» (sliding window).

Достоинством предложенного подхода является способность декодера эффективно работать с кодовыми блоками любой длины. Метод «скользящего окна», в отличие от предложенного в настоящей работе, имеет хорошие характеристики только в случае, когда кодовый блок достаточно большого размера. Для проверки корректности предложенного метода была построена математическая модель декодера 3GPP-турбокода в соответствии с предложенной архитектурой. Как видно из работы [4], разница между декодером, выполненным по методу «скользящего окна», и декодером без распараллеливания может достигать 2,7 дБ. С этим можно бороться в той или иной степени, но сразу же возникает проблема снижения пропускной способности. Разработанный декодер лишен этого недостатка: его пропускная способность одна и та же для всех размеров кодового блока, приведенных в [2], и его корректирующая способность полностью соответствует декодеру без распараллеливания (рис. 6).

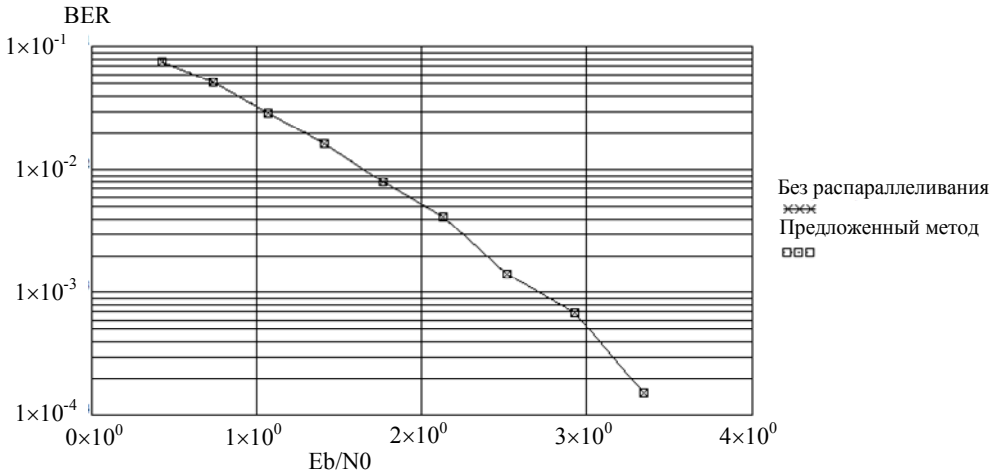


Рис. 6. Зависимость BER декодера 3GPP-турбокода (8 итераций, $K = 40$)

Из графиков в [5] видно, что «пол ошибки» (error floor) у декодеров, выполненных по методу «скользящего окна», может быть значительно выше, чем у декодера без распараллеливания. Предложенный в настоящей работе метод полностью эквивалентен MAP-декодеру без распараллеливания и, соответственно, имеет идентичные характеристики.

6. Аппаратная реализация

На основе предложенного метода был разработан декодер 3GPP-турбокода [2]. Он был реализован в ПЛИС StratixV 5SGXMA7N1F45C2

компании Altera. В таблице представлены полученные характеристики, а также характеристики аналогов на основе метода «скользящего окна», описанных [6, 7].

Таблица

Характеристики аппаратной реализации предложенного метода и аналогов

	Аппаратная реализация	Аналог, описанный в [6]	Аналог, описанный в [7]
Пропускная способность, Гбит/с	1,08	1,6	0,346
Используемые ресурсы LUT	36264	45800	~36000
Частота, МГц	270	100	346
Тип FPGA	Stratix V	Virtex 5	Virtex 5

В [6] и [7] описаны только SISO-декодеры и приведены характеристики только одного из них. Для корректного сравнения в таблице приведены характеристики одной полуитерации разработанного декодера, включающей в себя SISO-декодер и перемежитель.

Как видно из таблицы, спроектированный декодер находится на одном уровне с аналогичными разработками, а по некоторым параметрам даже превосходит их. С учетом недостатков декодеров на основе метода «скользящего окна» предложенный метод выглядит более предпочтительным для построения турбодекодеров с высокой пропускной способностью.

Выводы

Предложен новый метод ускорения декодирования сверточных турбокодов, позволяющий увеличить пропускную способность и уменьшить время декодирования без деградации остальных характеристик декодера. Описанный метод может быть адаптирован для декодирования сверточных турбокодов по алгоритму Витерби с мягким выходом. Проведено математическое моделирование для АБГШ-канала, подтвердившее соответствие характеристик разработанного декодера и декодера без распараллеливания. Реализация в ПЛИС разработанного декодера и декодера, выполненного по методу «скользящего окна», сопоставима по сложности. Предложенный метод лишен недостатков, характерных для декодеров на основе метода «скользящего окна», и является предпочтительным для реализации декодеров сверточного турбокода в ПЛИС.

Литература

1. IEEE Std 802.16m™-2011 Amendment 3 to IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16 : Air Interface for Broadband Wireless Access Systems – Advanced Air Interface, 2011.

2. 3rd Generation Partnership Project ; Technical Specification Group Radio Access Network ; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Multiplexing and channel coding (Release 8).

3. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – 2-е изд. – М. : Вильямс, 2007. – 1104 с.

4. *May M.* A 150Mbit/s 3GPP LTE Turbo Code Decoder / M. May, Th. Ilnseher, N. When // Design, Automation Test in Europe Conference & Exhibition (DATE), 2010.

5. A 0.077 to 0.168 nJ/bit/iteration Scalable 3GPP LTE Turbo Decoder with an Adaptive Sub-Block Parallel Scheme and an Embedded DVFS Engine // Chih-Chi Cheng [et al.] // IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC). – 2010.

6. FPGA Implementation of High-Speed Parallel Maximum a Posteriori (MAP) Decoders / Martin I. del Barco [et al.] // Argentine School of Micro-Nanoelectronics, Technology and Application (EAMTA). – 2009. – Pp. 98–102.

7. *Rahul Shrestha* Design and Implementation of a High Speed MAP Decoder Architecture for Turbo Decoding / Rahul Shrestha, Roy Paily // 26th International Conference on VLSI Design and the 12th International Conference on Embedded Systems, 2013. – Pp. 86–91.

Статья поступила в редакцию 17 апреля 2014 г.

УДК 621.391.372

ПРЕДЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ И СТОХАСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

А.Е. Лимарев, руководитель проекта, e-mail: limarev@sozvezdie.su
Т.Ф. Капаева, нач. отд., e-mail: office@sozvezdie.su
Ю.Н. Максюта, нач. отд., e-mail: maksyuta@sozvezdie.su
В.И. Шестопалов, нач. отд., e-mail: office@sozvezdie.su
ОАО «Концерн «Созвездие»

Проведен сравнительный анализ характеристик энергетического обнаружения стохастических и детерминированных сигналов неизвестной структуры. Получены выражения для предельного значения отношения сигнал-шум в зависимости от величины априорной неопределенности относительно мощности аддитивного шума. Рассмотрен канал с релеевскими замираниями.

Ключевые слова: *энергетический обнаружитель, SNR-барьер, релеевские замирания, детерминированный сигнал неизвестной структуры.*

THE LIMITED FEATURES FOR ENERGY DETECTION OF DETERMINISTIC AND STOCHASTIC SIGNALS

A.E. Limarev, head of the project, e-mail: limarev@sozvezdie.su
T.F. Kapayeva, head of department, e-mail: office@sozvezdie.su
Yu.N. Maksyuta, head of department, e-mail: maksyuta@sozvezdie.su
V.I. Shestopalov, head of department, e-mail: office@sozvezdie.su
JSC «Sozvezdie «Concern»

Comparative analysis of unknown structure stochastic and deterministic signal energy detection was carried out. We've derived expressions for SNR-limit value depending on prior uncertainty value in reference to additional noise power are received. Rayleigh fading channel is also considered.

Keywords: *energy detector, SNR-wall, Rayleigh fading, unknown structure deterministic signal.*

Энергетический обнаружитель, или *радиометр*, – это устройство, используемое для измерения энергии с целью определения присутствия или отсутствия в канале сигналов неизвестной структуры. Радиометр отличается простотой в реализации и минимальными требованиями к информации о сигналах. Рабочие характеристики радиометра подробно рассмотрены в [1–4] (как для каналов с аддитивным белым гауссовским шумом, так и для каналов с замираниями). Радиометр находит широкое применение в задачах перехвата сигналов с расширением спектра [5–7], а также при мониторинге спектра в когнитивных системах [8].

Однако, как отмечено в [9, 10], при обнаружении стохастических сигналов радиометр проявляет чувствительность к погрешностям в оценке спектральной плотности мощности шума, что влечет за собой необходимость физических ограничений, известных как *SNR-барьер* [9–11]. Другими словами, ошибка в оценке спектральной плотности мощности шума устанавливает границу для отношения сигнал-шум, ниже которой невозможно обнаружить сигнал за конечное время.

Как показано в [1–4, 9, 10], статистика на выходе энергетического обнаружителя детерминированного сигнала неизвестной структуры имеет нецентральное χ^2-распределение, а при обнаружении стохастического сигнала с нулевым средним – центральное χ^2-распределение. Эти две статистики имеют качественное различие, и при отношении сигнал-шум, не равном нулю, друг в друга параметрически не преобразуются. В результате возникают две разные задачи обнаружения сигналов – детерминированных и стохастических, – и задача сравнения их основных показателей.

Целью настоящей работы является сравнение основных характеристик энергетического обнаружения детерминированных и стохастических сигналов и установление их предельных возможностей при обнаружении слабых сигналов.

1. Основные понятия и определения

На рис. 1.1 приведена схема идеального энергетического обнаружителя детерминированного сигнала неизвестной структуры, где

обозначено: f_0 – центральная частота, W – ширина полосы, T – время интегрирования, $N_0/2$ – двусторонняя спектральная плотность белого гауссовского шума, z_0 – порог обнаружения.

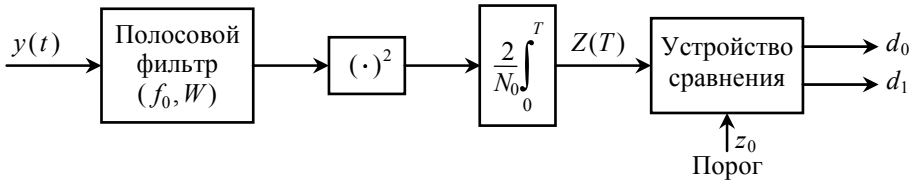


Рис. 1.1. Идеальный энергетический обнаружитель

В работах [1–3] проведен анализ идеального обнаружителя для гауссовского канала и канала с замираниями в предположении известной мощности шума. Так как аналоговые интеграторы предполагают высокое энергопотребление и сложны в реализации, то на практике обычно применяются более простые обнаружители на основе дискретной выборки [4] (рис. 1.2).

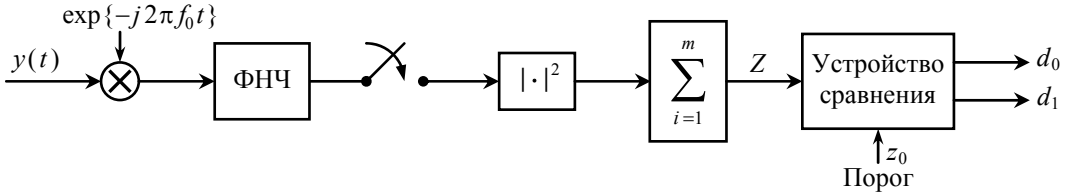


Рис. 1.2. Обнаружитель на основе дискретной выборки

Как показано в [4], математический анализ приводит к одним и тем же уравнениям эффективности для идеального обнаружителя и обнаружителя на основе дискретной выборки. Приведем кратко результаты [4].

Идеальным считается полосовой фильтр с прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) с центральной частотой f_0 и шириной полосы W. Предположим, что входной сигнал имеет вид

$$y(t) = \begin{cases} S(t)+n(t) & \text{при гипотезе } H_1 - \text{есть сигнал}, \\ n(t) & \text{при гипотезе } H_0 - \text{нет сигнала}, \end{cases} \quad (1.1)$$

где $S(t)$ – обнаруживаемый сигнал, $n(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум с двусторонней спектральной плотностью мощности $N_0/2$. На выходе полосового фильтра сигнал можно представить как [12]

$$S(t) = S_{\text{c}}(t)\cos 2\pi f_0 t - S_s(t)\sin 2\pi f_0 t, \quad (1.2)$$

где $S_{\text{c}}(t)$ и $S_s(t)$ – квадратурная и синфазная составляющие.

Гауссовский шум на выходе полосового фильтра также можно представить в виде квадратурных составляющих:

$$n(t) = n_{\text{c}}(t)\cos 2\pi f_0 t - n_s(t)\sin 2\pi f_0 t, \quad (1.3)$$

где $n_{\text{c}}(t)$ и $n_s(t)$ – независимые гауссовские процессы со спектральными плотностями мощности [12]

$$N_{\text{c}}(f) = N_s(f) = \begin{cases} N_0, |f| \le W/2, \\ 0, \ |f| > W/2. \end{cases} \quad (1.4)$$

Соответствующие им функции автокорреляции имеют вид

$$R_{\text{c}}(\tau) = R_s(\tau) = \sigma_n^2 \frac{\sin \pi W \tau}{\pi W \tau}, \quad (1.5)$$

где $\sigma_n^2 = WN_0$ – мощность аддитивного шума на выходе фильтра.

Как следует из вида автокорреляционной функции (1.5), отсчеты, взятые из аналогового процесса через интервалы времени $\Delta t = 1/W$, будут статистически независимыми. Введем обозначения

$$S_{\text{c}}(i) = S_{\text{c}}(i\Delta t), \ S_s(i) = S_s(i\Delta t),$$
$$n_{\text{c}}(i) = n_{\text{c}}(i\Delta t), \ n_s(i) = n_s(i\Delta t). \quad (1.6)$$

Для удобства дальнейшего анализа отсчеты сигнала и шума на выходе полосового фильтра будем считать комплексными величинами, действительная часть которых есть квадратурная

составляющая, мнимая – синфазная. Проведем преобразования в соответствии со схемой обработки на рис. 1.2. После преобразований и фильтрации удвоенных частот получаем выражение для решающей статистики [4]:

$$Z = \frac{\sigma_n^2}{2}\sum_{i=1}^{m}\left(A_i^2 + B_i^2\right), \qquad (1.7)$$

где $m = [TW]$ – число дискретных отсчетов (здесь квадратные скобки означают целую часть числа),

$$A_i = \frac{S_{\text{c}}(i) + n_{\text{c}}(i)}{\sigma_n}, \quad B_i = \frac{S_s(i) + n_s(i)}{\sigma_n}.$$

В случае детерминированного сигнала $S(t)$ величины A_i и B_i являются независимыми (и по i, и между собой) гауссовскими с параметрами:

$$m_{Ai} = E\{A_i\} = \frac{S_{\text{c}}(i)}{\sigma_n}, \quad m_{Bi} = E\{B_i\} = \frac{S_s(i)}{\sigma_n},$$
$$D\{A_i\} = D\{B_i\} = 1. \qquad (1.8)$$

Следовательно [13], величина $2Z/\sigma_n^2$ при гипотезе H_1 имеет нецентральное χ^2-распределение с $2m$ степенями свободы и параметром нецентральности λ:

$$\lambda = \sum_{i=1}^{m}\left(m_{Ai}^2 + m_{Bi}^2\right) = \frac{1}{\sigma_n^2}\sum_{i=1}^{m}\left[S_{\text{c}}^2(i) + S_s^2(i)\right] \approx$$
$$\approx \frac{1}{N_0}\int_0^T\left[S_{\text{c}}^2(t) + S_s^2(t)\right]dt = \frac{2}{N_0}\int_0^T S^2(t)\,dt =$$
$$= \frac{2E_s}{N_0} = \frac{2P_sTW}{N_0W} = 2m\frac{P_s}{\sigma_n^2} = 2m\gamma, \qquad (1.9)$$

где E_s – энергия сигнала, P_s – мощность сигнала, $\gamma = P_s/\sigma_n^2$ – отношение сигнал-шум. При $\lambda = 0$ (гипотеза H_0) статистика $2Z/\sigma_n^2$ имеет центральное χ^2-распределение с $2m$ степенями свободы.

Таким образом, решающая статистика имеет вид

$$Z = \frac{\sigma_n^2}{2}\chi_{2m}^2(\lambda). \qquad (1.10)$$

Вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения вычисляются следующим образом [1–8]:

$$P_f = \Pr\{Z > z_0 | H_0\} = \Pr\left\{\chi_{2m}^2(0) > \frac{2z_0}{\sigma_n^2}\right\} =$$
$$= Q_m\left(0, \sqrt{\frac{2z_0}{\sigma_n^2}}\right), \qquad (1.11)$$

$$P_d = \Pr\{Z > z_0 | H_1\} = \Pr\left\{\chi_{2m}^2(\lambda) > \frac{2z_0}{\sigma_n^2}\right\} =$$
$$= Q_m\left(\sqrt{\lambda}, \sqrt{\frac{2z_0}{\sigma_n^2}}\right), \qquad (1.12)$$

где $Q_m(a,b)$ – обобщенная Q-функция Маркума:

$$Q_m(a,b) = \int_b^\infty x\left(\frac{x}{a}\right)^{m-1}\exp\left(-\frac{x^2+a^2}{2}\right)I_{m-1}(ax)\,dx,$$

$I_{m-1}(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя.

Гауссовская аппроксимация. На практике для m>50 часто применяется гауссовская аппроксимация. Наиболее простой является аппроксимация на основе центральной предельной теоремы [13]. Известно, что

$$E\{\chi_{2m}^2(\lambda)\} = \lambda + 2m = 2m(1+\gamma), \qquad (1.13)$$

$$D\{\chi_{2m}^2(\lambda)\} = 4\lambda + 4m = 4m(1+2\gamma). \qquad (1.14)$$

Для гауссовской величины X со средним m_X и дисперсией σ_X^2 имеем

$$P\{X > x_0\} = Q\left(\frac{x_0 - m_X}{\sigma_X}\right), \qquad (1.15)$$

где $Q(x)$ – Q-функция Гаусса:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty e^{-t^2/2}dt.$$

После подстановки (1.13), (1.14) в (1.15) получим гауссовскую аппроксимацию для (1.11), (1.12):

$$P_f = Q\left(\frac{2z_0/\sigma_n^2 - 2m}{2\sqrt{m}}\right) = Q\left(\frac{z_0/\sigma_n^2 - m}{\sqrt{m}}\right), \qquad (1.16)$$

$$P_d = Q\left(\frac{z_0/\sigma_n^2 - m(1+\gamma)}{\sqrt{m(1+2\gamma)}}\right). \qquad (1.17)$$

Стохастический сигнал. При обнаружении стохастического сигнала в рассматриваемом нами случае будем полагать $S_{\text{c}}(i)$ и $S_s(i)$ выборками из белого гауссовского шума с двусторонней спектральной плотностью мощности $N_1/2$. Тогда $S_{\text{c}}(i)$ и $S_s(i)$ – независимые гауссовские ве-

личины (по индексу i и между собой) с нулевым средним и одинаковыми дисперсиями $\sigma_s^2 = WN_1$ [12]. Таким образом, из (1.7) получаем

$$m_{Ai} = E\{A_i\} = 0,\ m_{Bi} = E\{B_i\} = 0,$$
$$\sigma_A^2 = \sigma_B^2 = \left(1 + \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}\right) = 1 + \gamma, \qquad (1.18)$$

где $\gamma = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$ – отношение сигнал-шум по мощности. Теперь при гипотезе H_1 статистику Z можно представить в виде

$$Z = \frac{\sigma_n^2 + \sigma_n^2}{2} \sum_{i=1}^{m} \left[\left(\frac{A_i}{\sqrt{1+\gamma}} \right)^2 + \left(\frac{B_i}{\sqrt{1+\gamma}} \right)^2 \right]. \qquad (1.19)$$

Сумма в (1.19) является суммой квадратов $2m$ независимых гауссовских величин с нулевым средним и единичной дисперсией. Согласно [13] данная сумма имеет центральное χ^2-распределение. Таким образом, для решающей статистики Z имеем

$$Z = \begin{cases} \chi_{2m}^2 \dfrac{\sigma_n^2 + \sigma_s^2}{2} & \text{при гипотезе } H_1, \\ \chi_{2m}^2 \dfrac{\sigma_n^2}{2} & \text{при гипотезе } H_0. \end{cases} \qquad (1.20)$$

Вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги равны

$$P_d = \Pr\left\{ Z > z_0 \middle| H_1 \right\} = \Pr\left\{ \chi_{2m}^2 \frac{\sigma_n^2 + \sigma_s^2}{2} > z_0 \right\} =$$
$$= \Pr\left\{ \chi_{2m}^2 > \frac{2z_0}{\sigma_n^2 + \sigma_s^2} \right\}, \qquad (1.21)$$

$$P_f = \Pr\left\{ Z > z_0 \middle| H_0 \right\} = \Pr\left\{ \chi_{2m}^2 \frac{\sigma_n^2 + \sigma_s^2}{2} > z_0 \right\} =$$
$$= \Pr\left\{ \chi_{2m}^2 > \frac{2z_0}{\sigma_n^2} \right\}. \qquad (1.22)$$

Вероятность выполнения неравенства $\chi_{2m}^2 > x$ может быть выражена через специальные функции [14]:

$$\Pr\left\{ \chi_{2m}^2 > x \right\} = Q_m\left(0, \sqrt{x}\right) =$$
$$= \frac{\Gamma(m, x/2)}{\Gamma(m)} = Q(x|2m), \qquad (1.23)$$

где $Q_m(a,b)$ – обобщенная Q-функция Маркума, $Q(x|2m)$ – функция, дополнительная к функции распределения центрированной χ_{2m}^2-величины, $\Gamma(a,b)$ – неполная гамма-функция. Форма записи (1.23) обусловлена тем, что в разных статьях и справочниках данные вероятности определяются через различные специальные функции.

С учетом (1.23) вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги могут быть записаны в виде

$$P_d = Q_m\left(0, \sqrt{\frac{2z_0}{\sigma_n^2 + \sigma_s^2}}\right) = \frac{\Gamma\left(m, \dfrac{z_0}{\sigma_n^2 + \sigma_s^2}\right)}{\Gamma(m)} =$$
$$= Q\left(\frac{z_0}{\sigma_n^2 + \sigma_s^2} \middle| 2m \right), \qquad (1.24)$$

$$P_f = Q_m\left(0, \sqrt{\frac{2z_0}{\sigma_n^2}}\right) = \frac{\Gamma\left(m, \dfrac{z_0}{\sigma_n^2}\right)}{\Gamma(m)} =$$
$$= Q\left(\frac{z_0}{\sigma_n^2} \middle| 2m \right). \qquad (1.25)$$

Точное решение. Задавшись вероятностью правильного обнаружения $\overline{P}_d$, из (1.24)–(1.25) получим выражение для вероятности ложной тревоги

$$\frac{z_0}{\sigma_n^2 + \sigma_s^2} = Q^{-1}(\overline{P}_d | 2m), \qquad (1.26)$$

где $Q^{-1}(x|2m)$ – функция, обратная к $Q(x|2m)$. Таким образом,

$$P_f = Q\left\{ (1+\gamma) Q^{-1}\left(\overline{P}_d \middle| 2m \right) | 2m \right\}, \qquad (1.27)$$

где $\gamma = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$ – отношение сигнал-шум. Функцию $Q(x|2m)$ можно представить в виде конечной суммы

$$Q(x|2m) = \sum_{k=0}^{m-1} e^{-x/2} \frac{(x/2)^k}{k!}. \qquad (1.28)$$

Для обратной функции можно использовать гауссовскую аппроксимацию, согласно которой [14] при $Q\left(y_p | 2m\right) = p$, $x_p = Q^{-1}\left(p\right)$ получим

$$y_p = \frac{1}{2}\left[x_p + \sqrt{4m - 1} \right]^2. \qquad (1.29)$$

Для сравнения с энергетическим обнаружением детерминированного сигнала воспользуемся гауссовской аппроксимацией.

Гауссовская аппроксимация. В силу центральной предельной теоремы величину χ^2_{2m} как сумму одинаково распределенных величин можно аппроксимировать гауссовской величиной с параметрами [13]

$$\mu = E\left\{\chi^2_{2m}\right\} = 2m\,,\ \sigma^2 = D\left\{\chi^2_{2m}\right\} = 4m. \quad (1.30)$$

Для гауссовской случайной величины Z с математическим ожиданием μ и дисперсией σ^2 имеем

$$\Pr\{Z > z_0\} = Q\left(\frac{z_0 - \mu}{\sigma}\right), \quad (1.31)$$

где $Q(x)$ – Q-функция Гаусса (дополнительная к гауссову интегралу вероятностей). Из формулы (1.31) с учетом (1.21), (1.22) имеем

$$P_d = \Pr\left\{Z > \frac{2z_0}{\sigma_n^2 + \sigma_s^2}\right\} = Q\left(\frac{z_0 \big/ \left(\sigma_n^2 + \sigma_s^2\right) - m}{\sqrt{m}}\right), \quad (1.32)$$

$$P_f = \Pr\left\{Z > \frac{2z_0}{\sigma_n^2}\right\} = Q\left(\frac{z_0 / \sigma_n^2 - m}{\sqrt{m}}\right). \quad (1.33)$$

Таким образом, формулы (1.16), (1.17) для детерминированного сигнала и (1.32), (1.33) для стохастического позволяют провести сравнительный анализ эффективности энергетического обнаружителя.

2. Влияние неопределенности в оценке мощности шума

Обнаружение случайного сигнала. Для установления порога обнаружения необходимо знать дисперсию шума (мощность) σ_n^2. Однако на практике она чаще замещается статистической оценкой $\hat{\sigma}_n^2$, которая вычисляется с ошибкой. В этом случае порог не обеспечивает заданную вероятность ложной тревоги, и эффективность обнаружителя падает [9, 10]. Кроме того, из-за неопределенности мощности шума существует такое значение отношения сигнал-шум (SNR-барьер), ниже которого обнаружение с заданными вероятностями P_f и P_d невозможно.

В условиях априорной неопределенности мощности шума вероятность ложной тревоги и правильного обнаружения вычисляется для наихудшего случая. Допустим, известно [9, 10], что мощность шума находится внутри интервала

$$\frac{\hat{\sigma}_n^2}{\rho} < \sigma_n^2 < \rho\,\hat{\sigma}_n^2, \qquad \rho > 1, \quad (2.1)$$

где $\hat{\sigma}_n^2$ – статистическая оценка, ρ^2 – отношение максимальной мощности к минимальной. Порог обнаружения должен быть таким, чтобы уровень ложной тревоги в наихудшем случае не превышал заданной величины. Это требование выполняется на верхней границе интервала неопределенности (2.1), т.е. при $\sigma_n^2 = \rho\hat{\sigma}_n^2$. Для гауссовской аппроксимации (1.33) данное требование можно записать в виде

$$P_f = \max_{\sigma_n^2 \in \left[\hat{\sigma}_n^2/\rho,\ \rho\hat{\sigma}_n^2\right]} Q\left(\frac{z_0 \big/ \sigma_n^2 - m}{\sqrt{m}}\right) = Q\left(\frac{z_0 \big/ \left(\hat{\sigma}_n^2\rho\right) - m}{\sqrt{m}}\right), \quad (2.2)$$

откуда получаем порог, обеспечивающий заданную вероятность ложной тревоги в наихудшем случае:

$$z_0 = \hat{\sigma}_n^2\,\rho\,[m + \sqrt{m}\,Q^{-1}(P_f)], \quad (2.3)$$

где $Q^{-1}(\cdot)$ – функция, обратная к $Q(\cdot)$. Для робастного обнаружения вероятность P_d должна быть минимальной на интервале неопределенности:

$$P_d = \min_{\sigma_n^2 \in \left[\hat{\sigma}_n^2/\rho,\ \rho\hat{\sigma}_n^2\right]} Q\left(\frac{z_0 \big/ \left(\sigma_n^2 + \sigma_s^2\right) - m}{\sqrt{m}}\right), \quad (2.4)$$

где z_0 уже вычислена по формуле (2.3). Так как $Q(\cdot)$ – монотонно убывающая функция аргумента, то ее минимум достигается при максимальном значении аргумента, т.е. при максимальном $z_0 \big/ \left(\sigma_n^2 + \sigma_s^2\right)$, что, в свою очередь, достигается при минимальном значении знаменателя $\sigma_n^2 = \hat{\sigma}_n^2 / \rho$. После обращения Q-функции в правой и левой частях (2.4) получаем

$$\frac{z_0}{\hat{\sigma}_n^2/\rho + \sigma_s^2} = m + \sqrt{m}\,Q^{-1}(P_d). \quad (2.5)$$

После подстановки z_0 (2.3) в (2.5) получим уравнение для числа отсчетов m, обеспечивающих заданные гарантированные вероятности P_f и P_d:

$$\hat{\sigma}_n^2\rho\left[m + \sqrt{m}Q^{-1}\left(P_f\right)\right] = \left(\frac{\hat{\sigma}_n^2}{\rho} + \sigma_s^2\right)\left[m + \sqrt{m}Q^{-1}\left(P_d\right)\right]. \quad (2.6)$$

Разделив правую и левую части (2.6) на $\hat{\sigma}_n^2\rho$, получим

$$\rho\left[\sqrt{m}+Q^{-1}\left(P_f\right)\right]=\left(\frac{1}{\rho}+\gamma\right)\left[\sqrt{m}+Q^{-1}\left(P_d\right)\right], \quad (2.7)$$

где $\gamma=\sigma_s^2/\hat{\sigma}_n^2$ – отношение сигнал-шум по мощности. Из (2.7) получаем

$$m=\left[Q^{-1}\left(P_d\right)\left(\frac{1}{\rho}+\gamma\right)-\rho Q^{-1}\left(P_f\right)\right]^2\Bigg/\left[\gamma-\frac{\rho^2-1}{\rho}\right]. \quad (2.8)$$

При $\rho=1$ (мощность шума известна точно) имеем

$$m=\frac{\left[Q^{-1}\left(P_d\right)\gamma-Q^{-1}\left(P_f\right)\right]^2}{\gamma^2}. \quad (2.9)$$

Выражение (2.9) показывает, что при точно известной мощности шума обнаружитель обнаруживает сигнал за конечное число шагов при любом значении отношения сигнал-шум γ. Для $\rho>1$ (существует неопределенность в оценке мощности шума) и при $\gamma<\left(\rho^2-1\right)/\rho$ обнаружить сигнал с заданными вероятностями невозможно. Величина $\gamma_{\text{пр}}=\left(\rho^2-1\right)/\rho$ является SNR-барьером [9,10].

Обнаружение детерминированного сигнала неизвестной структуры. Вопрос о влиянии априорной неопределенности относительно мощности шума на характеристики энергетического обнаружителя детерминированного сигнала неизвестной структуры впервые был рассмотрен в [11]. Рассматривалась неопределенность относительно спектральной мощности шума вида

$$\left(1-\varepsilon_1\right)\hat{N}_0\le N_0\le\left(1+\varepsilon_2\right)\hat{N}_0,$$
$$0\le\varepsilon_1<1,\ \ \varepsilon_2\ge 0, \quad (2.10)$$

где N_0 – односторонняя спектральная плотность шума, $\hat{N}_0$ – ее статистическая оценка. Решение задачи для наихудшего случая в условиях гауссовской аппроксимации приводит к следующему выражению для гарантированной вероятности обнаружения [11]:

$$P_d=Q\left\{\frac{(u-1)\sqrt{m}+uQ^{-1}\left(P_f\right)-\gamma\sqrt{m}}{\sqrt{1+2\gamma}}\right\}, \quad (2.11)$$

где $u=\dfrac{1+\varepsilon_2}{1-\varepsilon_1}$, $\gamma=\dfrac{P_s}{N_0W}=\dfrac{P_s}{\sigma_n^2}$, P_s – мощность детерминированного сигнала, $\sigma_n^2=N_0W$ – мощность шума, W – ширина полосы полосового фильтра. Для проведения корректного сравнения с результатами обнаружения стохастического сигнала умножим на W обе части неравенства (2.10) и перепишем его следующим образом:

$$\left(1-\varepsilon_1\right)\hat{\sigma}_n^2\le\sigma_n^2\le\left(1+\varepsilon_2\right)\hat{\sigma}_n^2, \quad (2.12)$$

где $\hat{\sigma}_n^2=\hat{N}_0W$. Выбирая ε_1 и ε_2 таким образом, чтобы $1-\varepsilon_1=1/\rho$ и $\rho=1+\varepsilon_2$, получаем $u=\rho^2$. Из (2.11) получаем уравнение для числа наблюдений m:

$$\left(\rho^2-1\right)\sqrt{m}+\rho^2Q^{-1}\left(P_f\right)-\gamma\sqrt{m}=Q^{-1}\left(P_d\right)\sqrt{1+2\gamma}, \quad (2.13)$$

решение которого имеет вид

$$m=\frac{\left[Q^{-1}(P_d)\sqrt{1+2\gamma}-\rho^2Q^{-1}(P_f)\right]^2}{(\rho^2-1-\gamma)^2}. \quad (2.14)$$

Из (2.14) следует, что, как и при обнаружении стохастического сигнала, существует барьер, устанавливающий нижнюю границу отношения сигнал-шум: $\gamma_{\text{пр}}=\rho^2-1$. Причем данный барьер выше, чем барьер для стохастического сигнала, поскольку $\rho^2-1>\left(\rho^2-1\right)/\rho$ при $\rho>1$.

Искомое значение отношения сигнал-шум, обеспечивающее заданные вероятности P_f и P_d при фиксированном m, можно также получить из (2.13) [11]:

$$\gamma=\left(\rho^2-1\right)+\rho^2\frac{B}{\sqrt{m}}+$$
$$+\frac{A}{m}\left[A-\sqrt{A^2+\left(2\rho^2-1\right)m+2B\sqrt{m}}\right], \quad (2.15)$$

где $A=Q^{-1}\left(P_d\right)$, $B=Q^{-1}\left(P_f\right)$.

На рис. 2.1 приведены графики зависимости от отношения сигнал-шум числа наблюдений m, обеспечивающих гарантированные вероятности P_f и P_d. Непрерывные кривые соответствуют обнаружению стохастического сигнала, пунктирные – детерминированного. Вертикальные линии задают SNR-барьер для данного ρ (в дБ).

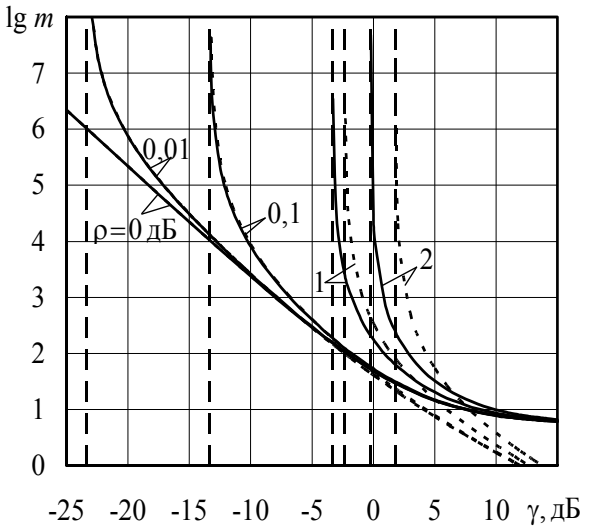


Рис. 2.1. Графики зависимости числа наблюдений m от отношения сигнал-шум γ при $P_f = 0.01$, $P_d = 0.99$ и ρ = 0; 0.01; 0.1; 1; 2

Из вида кривых на рис. 2.1 следует, что обнаружение стохастического сигнала менее чувствительно к априорной неопределенности относительно мощности шума, чем обнаружение детерминированного. При этом кривые, соответствующие одним и тем же значениям ρ, пересекаются; т.е. существует такое значение отношения сигнал-шум $\gamma^*(\rho)$, что для $\gamma > \gamma^*(\rho)$ эффективнее обнаружитель детерминированного сигнала (обнаруживает за меньшее число шагов), а для $\gamma < \gamma^*(\rho)$ – стохастического. При $\rho \to 1$ ($\rho_{\text{дБ}} \to 0$) имеем $\gamma^* \to 0 \left(\gamma^*_{\text{дБ}} \to -\infty\right)$. При $\rho = 1$ для любого γ эффективнее обнаружение детерминированных сигналов.

3. Каналы с замираниями

В канале с замираниями вероятность ложной тревоги и, соответственно, порог обнаружения от замираний не зависят и вычисляются так же, как и для канала с гауссовским шумом без замираний. Отношение сигнал-шум в каналах с замираниями является случайной величиной, и средняя вероятность обнаружения вычисляется путем усреднения по плотности $f(\gamma)$, характеризующей замирания в канале:

$$\overline{P_d} = \int_0^\infty P_d(\gamma)\, f(\gamma)\, d\gamma. \qquad (3.1)$$

В рамках гауссовской аппроксимации вероятность $P_d(\gamma)$ для наихудшего случая в условиях априорной неопределенности равна: *для детерминированного сигнала*, согласно (2.1),

$$P_d(\gamma) = Q\left\{\frac{\left(\rho^2 - 1\right)\sqrt{m} + \rho^2 Q^{-1}\left(P_f\right) - \gamma\sqrt{m}}{\sqrt{1+2\gamma}}\right\} \qquad (3.2)$$

и для *стохастического сигнала*, согласно (2.3)–(2.4),

$$P_d(\gamma) = Q\left\{\frac{(\rho - 1)\sqrt{m} + \rho Q^{-1}\left(P_f\right) - \gamma\sqrt{m}}{\gamma + 1/\rho}\right\}. \qquad (3.3)$$

Плотность распределения отношения сигнал-шум в отсутствие прямого луча чаще всего описывается распределением Релея (или обобщающим его), распределением Накагами-m, а при наличии прямого луча – распределением Райса. Для *релеевских* замираний плотность распределения отношения сигнал-шум γ имеет вид [15]

$$f(\gamma) = \frac{1}{\overline{\gamma}}\, e^{-\gamma/\overline{\gamma}}, \qquad \gamma > 0, \qquad (3.4)$$

где $\overline{\gamma}$ – среднее значение отношения сигнал-шум. Для *райсовских* замираний [15]

$$f(\gamma) = \\ = \frac{K+1}{\overline{\gamma}} \exp\left\{-K - \frac{(K+1)\gamma}{\overline{\gamma}}\right\} I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)\gamma}{\overline{\gamma}}}\right), \qquad (3.5)$$

где K – фактор Райса (отношение мощности прямого луча к мощности рассеянных лучей). При $K = 0$ (прямой луч отсутствует) имеем $I_0(0) = 1$, и плотность (3.5) превращается в (3.4); по этой причине релеевские замирания называют *глубокими*. Релеевские замирания устанавливают нижнюю границу для вероятности обнаружения, а канал баз замираний – верхнюю. Между этими границами будет заключена вероятность обнаружения всех остальных видов замираний, вследствие чего в дальнейшем ограничимся лишь релеевскими замираниями, для которых вероятность обнаружения определяется формулой

$$\overline{P_d} = \int_0^\infty P_d(\gamma)\, \frac{1}{\overline{\gamma}}\, e^{-\gamma/\overline{\gamma}}\, d\gamma. \qquad (3.6)$$

Так как предельные ограничения проявляются при малых значениях γ<<1, то вычислим интеграл в (3.6) с учетом (3.2) и (3.3) для малых значений. Для этого в аргументах Q-функции

(3.2) и (3.3) проведем разложение в ряд по степеням γ функций $\frac{1}{\sqrt{1+2\gamma}}$ и $\frac{1}{\gamma+1/\rho}$:

$$\frac{1}{\sqrt{1+2\gamma}} = 1-\gamma+\ldots;\ \ \frac{1}{\gamma+1/\rho} = \rho-\rho^2\gamma+\ldots. \quad (3.7)$$

После подстановки (3.7) в (3.2) и (3.3) и линеаризации аргумента по γ выражение для вероятности обнаружения примет вид

$$P_d(\gamma) = Q(a-b\gamma), \quad (3.8)$$

где для детерминированного сигнала

$$\begin{cases} a = (\rho^2-1)\sqrt{m} + \rho^2 Q^{-1}(P_f), \\ b = \sqrt{m} + (\rho^2-1)\sqrt{m} + \rho^2 Q^{-1}(P_f) = \rho^2\left[\sqrt{m} + Q^{-1}(P_f)\right], \end{cases} \quad (3.9)$$

а для стохастического сигнала

$$\begin{cases} a = (\rho^2-1)\sqrt{m} + \rho^2 Q^{-1}(P_f), \\ b = \rho[\sqrt{m} + (\rho^2-1) + \rho^2 Q^{-1}(P_f)]. \end{cases} \quad (3.10)$$

Таким образом, нахождение вероятности обнаружения в канале с релеевскими замираниями сводится к вычислению интеграла вида

$$\overline{P}_d = \int_0^\infty Q(a-b\gamma)\,\frac{1}{\overline{\gamma}}\,e^{-\gamma/\overline{\gamma}}\,d\gamma. \quad (3.11)$$

Известно [16] (стр. 222, ф-ла (2.5.1)), что

$$\int_0^\infty \operatorname{erf}(a \pm bz)\exp(-pz)\,dz = \frac{1}{p}\left\{\operatorname{erf}(a) - \exp\left\{\frac{p^2}{4b^2} \pm \frac{ap}{b}\right\}\left[\operatorname{erf}\left(a \pm \frac{p}{2b}\right) \mp 1\right]\right\}, \quad a>0,\ b>0, \quad (3.12)$$

где erf(x) – интеграл ошибок:

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\pi}\int_0^x e^{-t^2}\,dt.$$

Учитывая, что $\operatorname{erf}(x) = 1-\operatorname{erfc}(x)$ и $Q(x) = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$, для удобства дальнейших преобразований перепишем (3.12) в терминах функции erfc(·):

$$\int_0^\infty \operatorname{erfc}(a-bz)\exp(-pz)\,dz = \frac{1}{p}\left\{\operatorname{erfc}(a) + \exp\left\{\frac{p^2}{4b^2} - \frac{ap}{b}\right\}\left[\operatorname{erf}\left(a - \frac{p}{2a}\right) + 1\right]\right\}, \quad (3.13)$$

где $p = 1/\overline{\gamma}$, после чего выражение для вероятности обнаружения (3.11) примет вид

$$\overline{P}_d = \frac{1}{2\overline{\gamma}}\int_0^\infty \operatorname{erfc}\left(\frac{a-b\gamma}{\sqrt{2}}\right)e^{-\gamma/\overline{\gamma}}\,d\gamma = \frac{1}{2}\left\{\operatorname{erfc}\left(\frac{a}{\sqrt{2}}\right) + \exp\left\{\frac{1}{2\overline{\gamma}^2 b^2} - \frac{1}{\overline{\gamma}}\frac{a}{b}\right\}\left[\operatorname{erf}\left(\frac{a}{\sqrt{2}} - \frac{1}{\overline{\gamma}a\sqrt{2}}\right) + 1\right]\right\}. \quad (3.14)$$

Из формулы (3.14) определим SNR-барьер.

Как было показано ранее, SNR-барьер является вертикальной асимптотой для функции зависимости числа наблюдений от отношения сигнал-шум γ, другими словами, это такое $\gamma_{\text{пр}}$, при котором $m\to\infty$. Следовательно, устремляя m к бесконечности в правой части (3.14), можно получить уравнение для SNR-барьера. Заметим, что для детерминированного сигнала, согласно (3.9), при $m\to\infty$ получаем: $a\to\infty$, $b\to\infty$, $a/b\to(\rho^2-1)/\rho^2$, $\operatorname{erfc}(\infty)=0$, $\operatorname{erf}(\infty)=1$. Итак, переходя в правой части (3.14) к пределу, при $m\to\infty$ получим

$$\overline{P}_d = \exp\left\{-\frac{\rho^2-1}{\rho^2\overline{\gamma}}\right\}, \quad (3.15)$$

откуда после логарифмирования получаем

$$-\frac{\rho^2-1}{\rho^2\overline{\gamma}} = \ln\overline{P}_d. \quad (3.16)$$

Из (3.16), в свою очередь, получаем

$$\overline{\gamma}_{\text{пр}} = \frac{1-\rho^2}{\rho^2\ln\overline{P}_d}. \quad (3.17)$$

Таким образом, для детерминированного сигнала в канале с релеевскими замираниями, в отличие от гауссовского канала, SNR-барьер зависит не только от характеристики неопределенности относительно мощности шума ρ, но и от вероятности обнаружения $\overline{P}_d$. Причем чем ближе вероятность P_d к единице, тем выше SNR-барьер.

Аналогичным образом получается SNR-барьер для стохастического сигнала:

$$\bar{\gamma}_{\text{пр}} = \frac{1-\rho^2}{\rho \ln \bar{P}_d}. \qquad (3.18)$$

Выражения для SNR-барьера при обнаружении детерминированного и стохастического сигналов в канале с замираниями были получены на основе гауссовской аппроксимации путем линеаризации аргумента в (3.2) и (3.3) для малых значений отношения сигнал-шум γ. При таком подходе возможны неточности в получении барьера, однако для детерминированного сигнала SNR-барьер можно определить, не прибегая к указанным ограничениям. Для этого условия гарантированных вероятностей следует применить непосредственно к (1.11) и (1.12):

$$P_f = \max_{\sigma_n^2 \in \left[\hat{\sigma}_n^2/\rho,\ \rho\hat{\sigma}_n^2\right]} Q_m\left(0, \frac{2z_0}{\sigma_n^2}\right) = Q_m\left(0, \frac{2z_0}{\hat{\sigma}_n^2}\right), \qquad (3.19)$$

$$P_d = \min_{\sigma_n^2 \in \left[\hat{\sigma}_n^2/\rho,\ \rho\hat{\sigma}_n^2\right]} Q_m\left(\sqrt{\lambda}, \frac{2z_0}{\sigma_n^2}\right) = Q_m\left(\sqrt{\lambda}, \sqrt{\frac{2z_0}{\hat{\sigma}_n^2/\rho}}\right). \qquad (3.20)$$

Из первого уравнения можно определить порог z_0 (2.3) (воспользовавшись, например, гауссовской аппроксимацией). Как было показано в [4, 8], для релеевских замираний

$$\bar{P}_d = \int_0^\infty Q_m\left(\sqrt{2m\gamma}, b\right)\frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} d\gamma = Q_m(0,b) + \exp\left\{-\frac{b^2}{2(1+m\bar{\gamma})}\right\}\left(1+\frac{1}{m\bar{\gamma}}\right)^{m-1} \times \left[1 - Q_{m-1}\left(0, b\sqrt{\frac{m\bar{\gamma}}{1+m\bar{\gamma}}}\right)\right], \qquad (3.21)$$

где

$$b^2 = \frac{2z_0\rho}{\hat{\sigma}_n^2} = 2\rho^2\left[m + \sqrt{m}\, Q^{-1}(P_f)\right]. \qquad (3.22)$$

Чтобы получить уравнение вертикальной асимптоты для функции, устанавливающей зависимость числа наблюдений от $\bar{\gamma}$, в (3.21)–(3.22) перейдем к пределу при $m \to \infty$. Из (3.22) видно, что $b \to \infty$, а следовательно, $Q_m(0,\infty) = 0$. Вычислим предел:

$$\lim_{m\to\infty} \frac{b^2}{2(1+m\bar{\gamma})} = \lim_{m\to\infty} \frac{2\rho^2\left[m + \sqrt{m}Q^{-1}(P_f)\right]}{2(1+m\bar{\gamma})} = \frac{\rho^2}{\bar{\gamma}}. \qquad (3.23)$$

Аналогично,

$$\lim_{m\to\infty}\left(1+\frac{1}{m\bar{\gamma}}\right)^{m-1} = \lim_{m\to\infty} \frac{\left(1+\frac{1}{m\bar{\gamma}}\right)^m}{1+\frac{1}{m\bar{\gamma}}} = e^{1/\bar{\gamma}}. \qquad (3.24)$$

После подстановки (3.23), (3.24) в (3.21) получаем

$$\bar{P}_d = \exp\left\{-\frac{\rho^2}{\bar{\gamma}} + \frac{1}{\bar{\gamma}}\right\} = \exp\left\{\frac{1-\rho^2}{\bar{\gamma}}\right\}. \qquad (3.25)$$

После логарифмирования (3.25) получим

$$\bar{\gamma}_{\text{пр}} = \frac{1-\rho^2}{\ln \bar{P}_d}. \qquad (3.26)$$

Выражение (3.26) отличается от (3.17) отсутствием ρ^2 в знаменателе. Данное обстоятельство можно объяснить проведенной линеаризацией аргумента *Q*-функции Гаусса в (3.2).

Следует заметить, что SNR-барьер в каналах без замирания зависит только от неопределенности относительно мощности шума и не зависит от гарантированных вероятностей P_f и P_d. Однако для каналов с релеевскими замираниями барьер зависит не только от неопределенности относительно мощности шума, но и от вероятности обнаружения: чем $\bar{P}_d$ ближе к единице, тем SNR-барьер больше.

Выводы

1. При энергетическом обнаружении сигналов неизвестной структуры одни могут восприниматься как детерминированные, а другие (например, OFDM) – как стохастические (белый гауссовский шум).

2. Решающие статистики обнаружителя при наличии сигнала имеют качественно различные распределения: для стохастического сигнала – центральное χ^2-распределение, для детерминированного – нецентральное χ^2-распределение.

3. В случае точно известной мощности шума обнаружение с заданными вероятностями P_f и P_d при любом значении отношения сигнал-шум происходит за конечное число отсчетов. Несмотря на то, что энергетический обнаружитель является оптимальным для белого гауссовского

шума [17], при одинаковых значениях отношения сигнал-шум обнаружение детерминированного сигнала происходит быстрее, чем обнаружение стохастического.

4. В случае неопределенности относительно мощности шума при обнаружении как детерминированного, так и стохастического сигнала существует SNR-барьер для отношения сигнал-шум, ниже которого невозможно за конечное число шагов обнаружить сигнал с заданными вероятностями.

5. Величина SNR-барьера стохастического сигнала ниже, чем детерминированного и в канале без замираний определяется только неопределенностью шума. Другими словами, обнаружение стохастического сигнала менее чувствительно к неопределенности мощности шума, чем обнаружение детерминированного.

6. Для канала с релеевскими замираниями величина SNR-барьера зависит от неопределенности шума и от вероятности обнаружения.

Литература

1. *Urkowitz H*. Energy detection of unknown deterministic signals / H. Urkowitz // Proc. IEEE. – Vol. 55, Apr. 1967. – Pp. 523–531. [Русский перевод : *Урковиц Х.* Обнаружение неизвестных детерминированных сигналов по энергии // ТИИЭР. – 1967. – Т. 55, № 4. – С. 50–59.]

2. *Kostylev V.I.* Energy detection of a signal with random amplitude / V.I. Kostylev // Proc. IEEE Int. Conf. Communications (ICC'02). – New York, May 2002. – Pp. 1606–1610.

3. *Digham F.F.* On the energy detection of unknown signals over fading channels / F.F. Digham, M.S. Alouini, M.K. Simon // IEEE Trans. Commun. – Vol. 55, Jan. 2007. – Pp. 21–24.

4. *Torrieri D.* The radiometer and its practical implementation / D. Torrieri // The 2010 Military Communication Conference, 2010. – Pp. 304–310.

5. *Борисов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В.И. Борисов и др. – М. : Радио и связь, 2000. – 384 с.

6. *Борисов В.И.* Пространственные и вероятностно-временные характеристики эффективности станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи / В.И. Борисов и др. – М. : Воронеж : ОАО «Концерн «Созвездие», 2007. – 356 с.

7. *Борисов В.И.* Перехват сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты / В.И. Борисов и др. // Радиотехника и электроника. – 2001. – Т. 46, №3. – С. 346–363.

8. *Лимарев А.Е*. Оптимизация времени мониторинга в когнитивном радио : одна пара – привилегированный и когнитивный пользователи / А.Е. Лимарев // Радиотехника, 2013. – № 12. – С. 52–61.

9. *Sahai A*. Some fundamental limits on cognitive radio / A. Sahai, N. Hoven, R. Tandra // In proc. 42nd Annu. Allerton Conf. Communication, Control and Computing. Monticello, Oct. 2004. – Pp. 1662–1671.

10. *Tandra R.* SNR-walls for signal detection / R. Tandra, A. Sahai // IEEE J. Select. Topics Signal Processing, Feb. 2008. – Vol. 2, № 1. – Pp. 4–17.

11. *Sonnenshein A.* Radiometric detection of spread-spectrum signals in noise uncertain power / A. Sonnenshein, P. Fishman // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, July 1992. – Vol. 28, № 3. – Pp. 654–660.

12. *Гоноровский И.С*. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. – М. : Радио и связь, 1986. – 512 с.

13. Справочник по теории вероятностей и математической статистике / В.С. Королюк и др. – М. : Наука, 1985. – 640 с.

14. Справочник по специальным функциям / под ред. М. Абрамовица, И. Стиган. – М. : Наука, 1979. – 832 с.

15. *Simon M.K.* Digital communication over fading channels / M.K. Simon, M.S. Alouini. – John Wiley and Sons. Inc., 2005. – 900 p.

16. *Коротков Н.Е*. Интегралы для приложений интеграла вероятностей / Н.Е. Коротков ; под ред. В.И. Борисова. – Воронеж : изд. ФГУП «ВНИИС», 2002. – 800 с.

17. *Ван Трис Г*. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1 : Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции. – М. : Советское радио, 1972. – 744 с.

Статья поступила в редакцию 16 апреля 2014 г.

УДК 621.391

ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В РАДИОТРАКТАХ ДИАПАЗОНА ДКМ

В.А. Маковий, д.т.н., с.н.с., зам. дир. НТЦ, e-mail: makovij@mail.ru
М.А. Евсеев, конструктор, e-mail: z-e-u-s@mail.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрено влияние нелинейности усилителя мощности на интермодуляционные искажения при работе с отсечкой выходного тока. Проведен расчет комбинационных составляющих выходного тока при воздействии на вход усилителя бигармонического сигнала. Предложена методика определения режима работы усилителя по результатам измерений амплитуд и фаз комбинационных составляющих.

Ключевые слова: *усилитель мощности, функции Берга, угол отсечки, интермодуляция, комбинации, радиосвязь.*

INTERMODULATION DISTORTIONS IN THE RADIO PATH HF FRONT-END

V.A. Makovy, D.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, deputy director of Scientific and Technical Centre, e-mail: makovij@mail.ru
M.A. Evseev, designer, e-mail: z-e-u-s@mail.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

The influence of power amplifier nonlinearity on intermodulation distortions during operation with output current cutoff is considered. Calculation of output current combinational components during the influence of biharmonic signal on input amplifier is given. A method of amplifier operating mode definition according to the results of measured amplitudes and intermodulation component phases is suggested.

Keywords: *power amplifier, Berg function, cutoff angle, intermodulation, combinations, radio communication.*

В передающих цифро-аналоговых трактах (ЦАТ) современных программно-определяемых радиосредств, помимо нелинейности цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), приводящей к появлению помех нелинейности и шумов квантования [1], присутствует нелинейность элемента выходного усилителя мощности, возникающая вследствие работы выходного каскада в режиме с отсечкой тока. Типовая структурная схема передающего ЦАТ приведена на рис. 1. Нелинейность такого ЦАТ в целом определяется амплитудной характеристикой его выходного каскада, поскольку нелинейность других компонентов тракта значительно меньше.

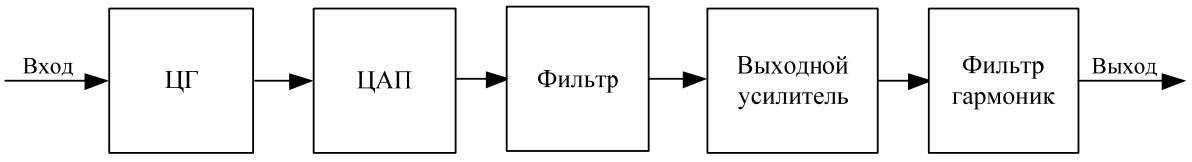


Рис. 1. Эквивалентная схема цифро-аналогового тракта

Для оценки параметров нелинейности усилителя мощности в режиме малого сигнала используется полиномиальная аппроксимация его амплитудной характеристики. Расчет полиномиальных коэффициентов можно провести по методике, приведенной в [2]. В режиме большого сигнала необходимо использовать кусочно-линейную аппроксимацию. Рассмотрим воздействие гармонической функции вида $U_m\cos(\omega t)$ на усилитель с крутизной S, амплитудная характеристика которого аппроксимирована кусочно-линейным способом (рис. 2).

Как показано на рис. 2, откликом на воздействие гармонического сигнала на нелинейность является последовательность косинусоидальных импульсов с периодом 2π, причём ток в нагрузке усилителя существует в течение некоторой доли полупериода. Угол θ, при котором ток прекращается, называется углом отсечки тока [3]:

$$\cos(\theta) = \frac{L}{A}, \quad (1)$$

где L – уровень отсечки выходного тока; A – амплитуда выходного тока без отсечки.

Максимальный выходной ток I_m определяется как

$$I_m = S \cdot U_m \cdot (1 - \cos(\theta)). \quad (2)$$

Спектральные составляющие косинусоидального импульса тока вычисляются через коэффициенты гармоник $\alpha_n(\theta)$ [3]:

$$I_n = I_m \cdot \alpha_n(\theta), \quad (3)$$

$$\alpha_n(\theta) = \frac{\gamma_n(\theta)}{1 - \cos(\theta)}, \quad (4)$$

где $\gamma_n(\theta)$ – функции Берга, определяемые следующим образом [4]:

$$\gamma_0(\theta) = \frac{\sin(\theta) - \theta \cdot \cos(\theta)}{\pi},$$

$$\gamma_1(\theta) = \frac{\theta - \sin\theta \cdot \cos(\theta)}{\pi},$$

$$\gamma_n(\theta) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\sin(n\theta) \cdot \cos(\theta) - n \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(n\theta)}{n \cdot (n^2 - 1)}. \quad (5)$$

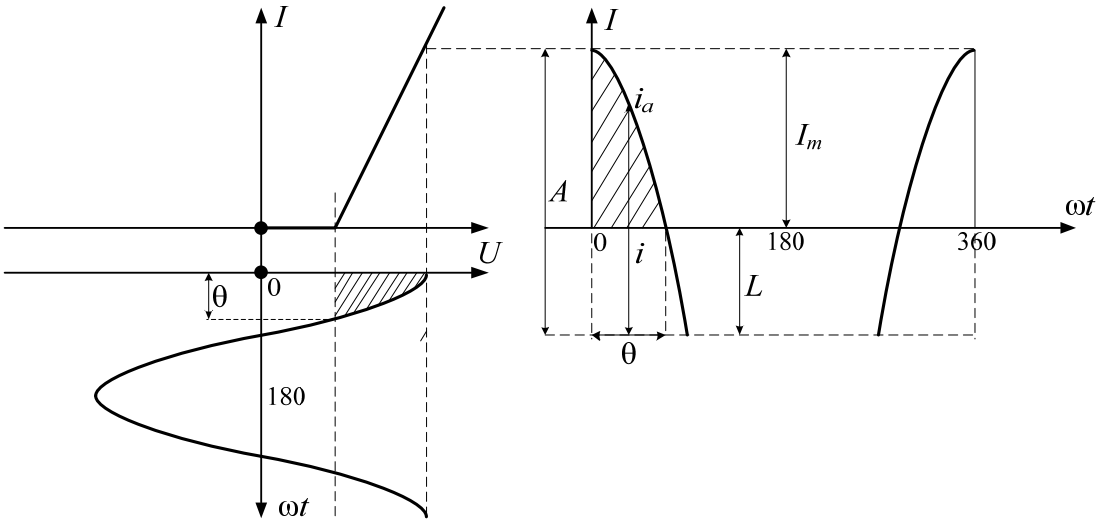


Рис. 2. Результат гармонического воздействия на усилитель с кусочно-линейной амплитудной характеристикой

В зависимости от угла отсечки θ выходного тока выделяют следующие режимы работы усилителей мощности:

1. Режим класса А – режим, при котором начальная рабочая точка, определяемая напряжением смещения, находится примерно в середине линейного участка проходной вольт-амперной характеристики, а входной сигнал имеет такую амплитуду, при которой угол отсечки выходного тока равен θ = 180°, т.е. усилитель работает без отсечки. Этот режим характеризуется невысоким уровнем нелинейных искажений выходного сигнала, однако имеет очень низкий КПД, теоретически не превышающий 25%.

2. Режим класса В – режим, при котором выходной ток усилителя существует в течение одного полупериода входного колебания. Угол отсечки в этом режиме равен θ = 90°.

3. Режим класса АВ – режим, при котором выходной ток существует большую часть периода входного колебания. Угол отсечки здесь может иметь значения в пределах θ = 90…180°.

4. Режим класса С – режим, при котором выходной ток существует менее полупериода входного колебания, т.е. угол отсечки находится в пределах θ = 0…90°.

В программно-определяемых передающих трактах режим работы выходного усилителя меняется в широких пределах в зависимости от вида усиливаемого сигнала, допустимого для него уровня искажений для обеспечения максимально возможного при заданных ограничениях коэффициента полезного действия. В процессе отладки и эксплуатации программно-определяемых радиоустройств возникает задача контроля фактического режима работы усилителя мощности. Контроль режима позволяет не только подтверждать нормальное функционирование АЦТ, но и выявлять различные программные и алгоритмические ошибки программного обеспечения АЦТ.

Существует известный метод определения угла отсечки в усилителе мощности [5], основанный на анализе гармоник входного гармонического воздействия (измерительного сигнала) вида $U_m \cos(\omega t)$. На выходе усилителя в результате отсечки тока возникают гармоники сигнала. С помощью анализатора спектра можно измерить уровни гармонических составляющих относительно первой гармоники и по рис. 3 определить угол отсечки и, следовательно, режим работы усилителя мощности. Однако у этого метода существуют серьёзные недостатки.

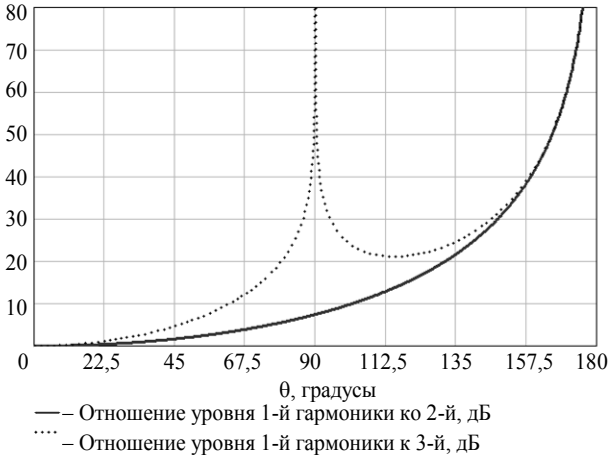


Рис. 3. Зависимость относительного уровня гармоник от угла отсечки

При одночастотном методе измерения на частоту используемого измерительного сигнала накладываются ограничения, обусловленные необходимостью прохождения гармоник, используемых для измерений, через измеряемый тракт. Как правило, передающие тракты ДКМ диапазона рассчитываются таким образом, чтобы вторая гармоника радиочастотного сигнала задерживалась фильтром гармоник (рис. 1). В силу этого применение одночастотного метода измерения нелинейности амплитудной характеристики для нахождения угла отсечки ограничено.

Для измерения угла отсечки усилителя мощности в условиях ограниченной полосы пропускания предлагается методика, основанная на использовании в качестве измерительного сигнала бигармонического воздействия с равной амплитудой составляющих:

$$s(t) = A\cos(\omega_1 t + \varphi_1) + A\cos(\omega_2 t + \varphi_2) = \\ = A\left(\cos(\psi_1) + \cos(\psi_2)\right). \quad (6)$$

При таком воздействии на выходе усилителя с отсечкой помимо гармоник возникают комбинационные составляющие (комбинации) с частотами $l \cdot \psi_1 \pm k \cdot \psi_2$, где l и k – натуральные числа, $l + k = m$ – порядок комбинации. Для равной амплитуды сигналов бигармонического воздействия, уровень комбинаций $l \cdot \psi_1 + k \cdot \psi_2$ и $l \cdot \psi_1 - k \cdot \psi_2$ совпадает. С учетом этого свойства введем следующие обозначения:

$I_{k,l}$ – комбинация с частотами $1 \cdot \psi_1 \pm k \cdot \psi_2$;

I_1 – гармоника компоненты сигнала с частотой $1 \cdot \psi_1$;

I_k – гармоника компоненты сигнала с частотой $k \cdot \psi_2$;

I_0 – постоянная составляющая на выходе нелинейного элемента (НЭ).

При относительно небольшом частотном разносе бигармонического колебания комбинационные составляющие вида $|k - l| = 1$ попадают в полосу пропускания фильтра гармоник. Это позволяет провести непосредственное измерение амплитуд и фаз этих составляющих на выходе ЦАТ. Для определения класса усилителя мощности по комбинациям необходимо найти зависимость относительного уровня комбинаций от угла отсечки выходного тока.

Для решения поставленной задачи входной сигнал (6) представим в виде

$$s(t) = A\left(\cos(\psi_1) + \cos(\psi_2)\right) = \\ = 2A\cos(\omega)\cos(\varphi), \quad (7)$$

где $\omega = \dfrac{\psi_1 + \psi_2}{2}$, $\varphi = \dfrac{\psi_1 + \psi_2}{2}$.

На выходе усилителя (рис. 4) будет наблюдаться ток следующей формы:

$$i_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} 2A \cdot S \cdot \left(\cos(\omega)\cos(\varphi) - \cos(\theta)\right) & \text{при } \left(\cos(\omega)\cos(\varphi) - \cos(\theta)\right) > 0, \\ 0 & \text{при } \left(\cos(\omega)\cos(\varphi) - \cos(\theta)\right) < 0. \end{cases} \quad (8)$$

Комбинационные спектральные составляющие сигнала (8) определяются следующим образом:

$$I_{k,l} = A \cdot S \cdot \gamma_{k,l}(\theta), \qquad (9)$$

где $\gamma_{k,l}(\theta)$ – функции комбинационных составляющих, обозначенные по аналогии с функциями Берга для гармонических составляющих.

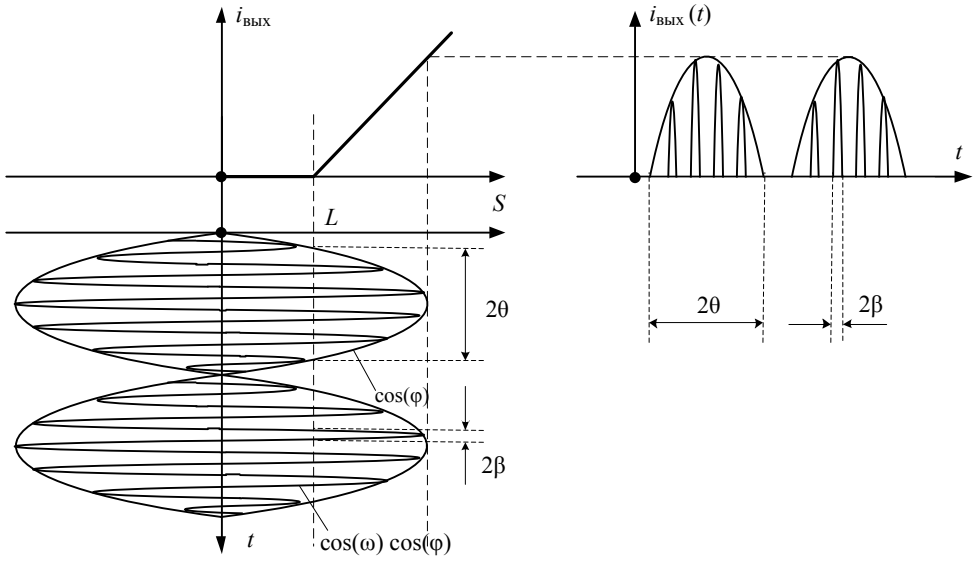


Рис. 4. Отклик бигармонического воздействия на кусочно-линейную функцию

Бигармонический сигнал является в общем случае квазипериодическим, следовательно, угол отсечки является функцией, зависящей от фазы колебания; обозначим его β(φ). Для нахождения зависимости β(φ) рассмотрим процесс отсечки на единичной окружности (рис. 5).

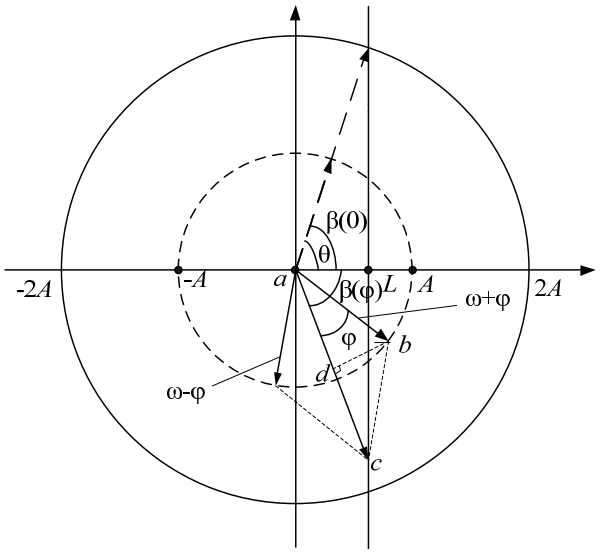


Рис. 5. Отсечка бигармонического сигнала на единичной окружности

Векторная сумма входного воздействия определяется согласно формуле (7), причем $\psi_1 = \omega - \varphi$, $\psi_2 = \omega + \varphi$. В случае, когда входные колебания синфазные, результирующее колебание будет иметь максимальную амплитуду $2A$, косинус угла отсечки определяется как

$$\cos\left(\beta(0)\right) = \cos(\theta) = \frac{L}{2A}. \qquad (10)$$

В остальных случаях амплитуда результирующего колебания будет зависеть от разности фаз (угловых скоростей) входных колебаний. Найдем ее геометрическим методом.

Рассмотрим треугольник *abc* (рис. 5). Этот треугольник равнобедренный, т.к. стороны $ab = bc = A$. Следовательно, можно опустить в нем высоту *bd* и разбить треугольник на два равных прямоугольных треугольника *abd* и *dbc*. Сторона треугольника *abd* определяется как $ad = ab \cdot \cos(\varphi) = A \cdot \cos(\varphi)$. Сторона $ac = 2 \cdot ab = 2A \cdot \cos(\varphi)$, что является искомой векторной суммой колебаний. Угол отсечки в общем случае будет определяться формулой

$$\cos\left(\beta(\varphi)\right) = \frac{L}{2A \cdot \cos(\varphi)} = \frac{\cos(\theta)}{\cos(\varphi)}. \qquad (11)$$

Вернемся к рис. 4. Входной сигнал получается в результате перемножения низкочастотной огибающей cos(φ) и высокочастотного заполне-

ния cos(ω). Огибающая cos(φ) на выходе НЭ существует в интервале 2θ, при этом высокочастотное заполнение cos(ω) определяется в интервалах 2β(φ), которые существует только в области определения 2θ.

С учетом этих особенностей запишем преобразование Фурье для функции комбинационных составляющих:

$$\gamma_{k,l}(\theta)=\frac{2}{\pi^2}\cdot\int_{-\theta}^{\theta}\cos(\varphi)\cdot\int_{-\beta(\varphi)}^{\beta(\varphi)}\left(\cos(\omega)-\cos\left(\beta(\varphi)\right)\right)\times$$

$$\times\cos\left(\omega(k-l)+\varphi(k+l)\right)d\omega d\varphi, \qquad (12)$$

где учтено, что $\omega(k-l)+\varphi(k+l)=k\cdot\psi_1-l\cdot\psi_2$.

На практике представляют интерес только те комбинации, которые попадают в полосу пропускания фильтра гармоник вместе с полезным сигналом (рис. 6). Эти спектральные составляющие образуются при условии $|k-l|=1$. Таким образом, можно упростить выражение (12). Примем, что $l=k-1$ тогда порядок комбинации $m=k+1=2k-1$ определяется как

$$\gamma_{k,l}(\theta)=\frac{2}{\pi^2}\cdot\int_{-\theta}^{\theta}\cos(\varphi)\cdot\int_{-\beta(\varphi)}^{\beta(\varphi)}\left(\cos(\omega)-\cos\left(\beta(\varphi)\right)\right)\times$$

$$\times\cos\left(\omega+\varphi\cdot m\right)d\omega d\varphi. \qquad (13)$$

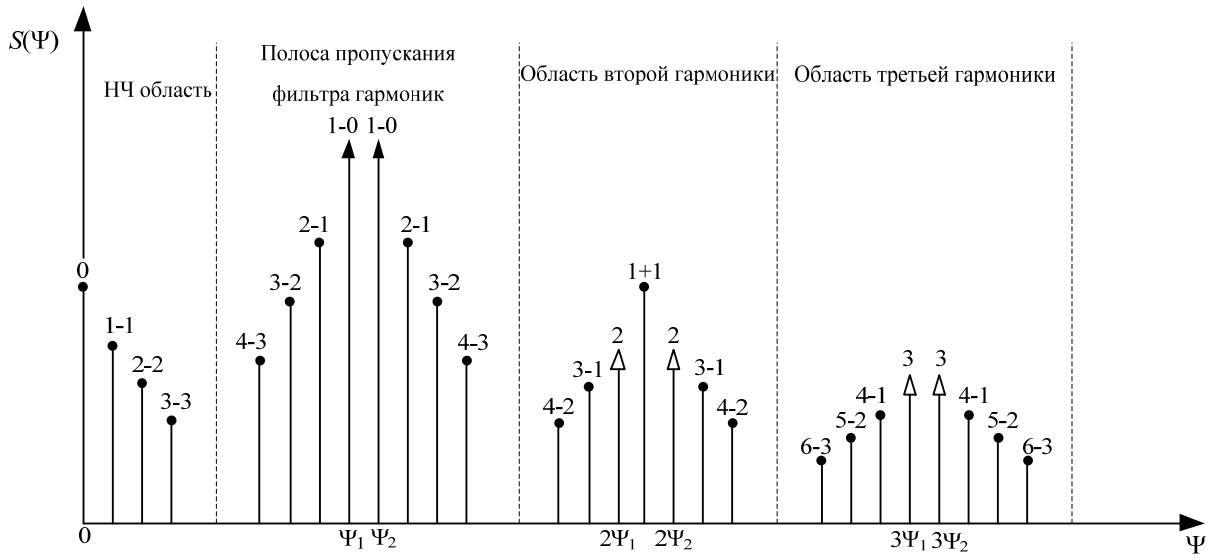


Рис. 6. Спектр бигармонического сигнала на выходе нелинейного элемента

После интегрирования по ω получается

$$\gamma_{k,l}(\theta)=\frac{2}{\pi^2}\cdot\int_{-\theta}^{\theta}\cos(\varphi)\times$$

$$\times\left(\beta(\varphi)-\cos\left(\beta(\varphi)\right)\cdot\sin\left(\beta(\varphi)\right)\right)\cdot\cos\left(\varphi\cdot m\right)d\varphi. \qquad (14)$$

Подстановка $\beta(\varphi)=\arccos\left(\frac{\cos(\theta)}{\cos(\varphi)}\right)$ дает

$$\gamma_{k,l}(\theta)=\frac{2}{\pi^2}\cdot\int_{-\theta}^{\theta}\left(\arccos\left(\frac{\cos(\theta)}{\cos(\varphi)}\right)\cdot\cos(\varphi)-\cos(\theta)\times\right.$$

$$\left.\times\sin\left(\arccos\left(\frac{\cos(\theta)}{\cos(\varphi)}\right)\right)\right)\cdot\cos\left(\varphi\cdot m\right)d\varphi. \qquad (15)$$

После тригонометрических преобразований получаем

$$\gamma_{k,l}(\theta)=\frac{2}{\pi^2}\cdot\int_{-\theta}^{\theta}\left(\arccos\left(\frac{\cos(\theta)}{\cos(\varphi)}\right)\cdot\cos(\varphi)-\right.$$

$$\left.-\frac{\sin(2\cdot\theta)}{2\cdot\cos(\varphi)}\cdot\sqrt{1-\frac{\sin(\varphi)^2}{\sin(\theta)^2}}\right)\cdot\cos\left(\varphi\cdot m\right)d\varphi. \qquad (16)$$

Аналитическое решение интеграла (16) содержит в себе эллиптический интеграл второго рода, что очевидно, если обратить внимание на подынтегральное выражение $\sqrt{1-\frac{\sin(\varphi)^2}{\sin(\theta)^2}}$ [6]. Такое решение в аналитическом виде весьма сложно, поэтому остановимся на интегральной

форме коэффициента комбинационной составляющей.

Формула (16) действительна для угла отсечки, не превышающего $\theta = 90°$. При углах отсечки $\theta > 90°$значения функции комбинационных составляющих $\gamma_{k,l}(\theta)$ могут быть вычислены по известным значениям для углов $\theta < 90°$ следующим образом:

$$\gamma_{1,0}(\theta) = 1 - \gamma_{1,0}(\pi - \theta),$$
$$\gamma_{k,1}(\theta) = -\gamma_{k,1}(\pi - \theta). \quad (17)$$

Графическое представление функции комбинационной составляющей первого порядка $\gamma_{1,0}(\theta)$ и функции Берга $\gamma_1(\theta)$ для первой гармоники приведено на рис. 7.

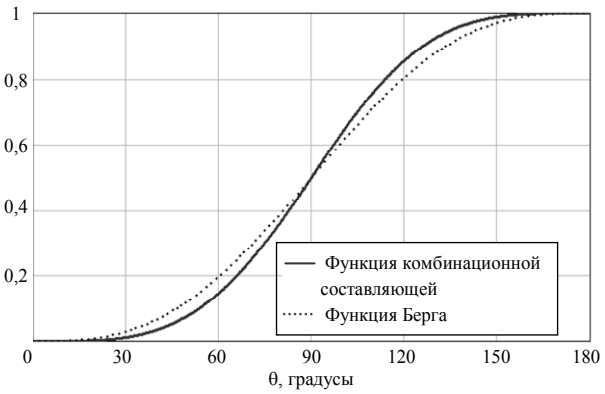


Рис. 7. Зависимости функции комбинационной составляющей и функции Берга для первой гармоники от угла отсечки

Как видно из графиков, представленных на рис. 7, для усилительных каскадов с отсечкой первая гармоника и комбинация первого порядка 1,0 будут отличаться, однако при $\theta = 90°$ их значения совпадают.

Зависимости функций комбинационных составляющих высших порядков $\gamma_{2,1}(\theta)$, $\gamma_{3,2}(\theta)$, $\gamma_{4,3}(\theta)$ и $\gamma_{5,4}(\theta)$, $\gamma_{6,5}(\theta)$, $\gamma_{7,6}(\theta)$ приведены на рис. 8.

Теперь, зная зависимость комбинаций выходного тока от угла отсечки (16), (17), можно получить зависимость относительного уровня комбинаций:

$$IMD_{k,l}(\theta) = 20 \cdot \lg\left(\frac{I_{l,0}}{I_{k,l}}\right) 20 \cdot \log\left(\frac{\gamma_{l,0}(\theta)}{\gamma_{k,l}(\theta)}\right). \quad (18)$$

Графики функций $IMD_{2,1}(\theta)$, $IMD_{3,2}(\theta)$ и $IMD_{4,3}(\theta)$ приведены на рис. 9.

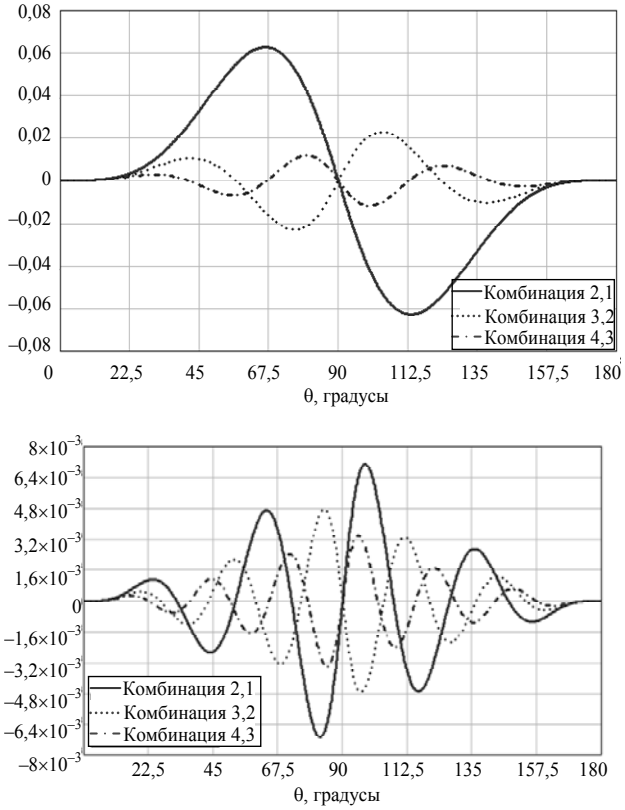


Рис. 8. Зависимости функций $\gamma_{2,1}(\theta)$, $\gamma_{3,2}(\theta)$, $\gamma_{4,3}(\theta)$ и $\gamma_{5,4}(\theta)$, $\gamma_{6,5}(\theta)$, $\gamma_{7,6}(\theta)$от угла отсечки

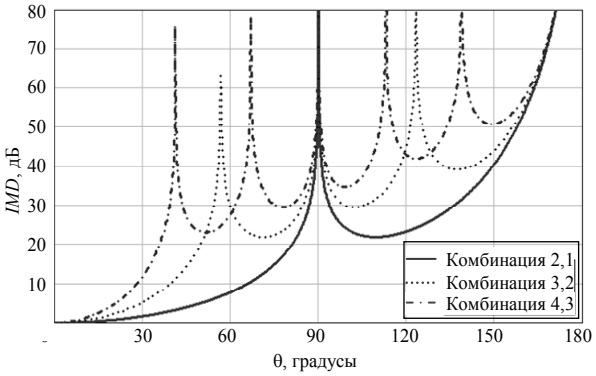


Рис. 9. Зависимость относительного уровня комбинационных составляющих от угла отсечки

С учетом полученного результата алгоритм определения режима работы усилителя будет выглядеть следующим образом.

На вход усилителя подается бигармонический сигнал с равной амплитудой и небольшим частотным разносом. Измеряется уровень и определяется знак фазы комбинационных со-

ставляющих относительно первой гармоники на выходе усилителя. С использованием рис. 9 по относительному уровню комбинации 3-го порядка, с учетом знака фазы относительно первой гармоники (рис. 8) проводится оценка величины угла отсечки. Для уточнения и подтверждения результата используются комбинации 5-го и 7-го порядка.

Выводы

В статье предложена методика определения режима работы усилителя мощности. Актуальность данной методики заключается в том, что известные методики, основанные на гармоническом измерительном сигнале, не всегда обеспечивают достаточную точность измерения. Ограничение точности вызвано ограничением частотной области наблюдения, накладываемым фильтром гармоник. Для устранения этого недостатка в качестве измерительного сигнала было предложено бигармоническое воздействие с небольшим частотным разносом между составляющими его гармоническими сигналами равной амплитудой. Получены аналитические выражения, позволяющие оценить величину угла отсечки по уровням комбинаций и знаку фазы относительно первой гармоники в рабочей полосе частот на выходе измеряемого тракта.

Предложенная оригинальная методика позволяет проводить измерения нелинейности передающих трактов с ограниченной полосой пропускания при помощи бигармонического измерительного сигнала. Полученные результаты позволяют использовать бигармонический измерительный сигнал при построении систем самоконтроля программно-определяемых передающих трактов.

Литература

1. *Van der Perre L.* Green Software Defined Radios : Enabling seamless connectivity while saving on hardware and energy / L. Van der Perre, J. Craninckx, A. Dejonghe / 1st Ed, Springer, 2009. – 158 p.

2. *Маковий В.А.* Расчет параметров нелинейности в цифро-аналоговых трактах диапазона ДКМВ / В.А. Маковий, М.А. Евсеев // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2013. – Вып. 4. – С. 17–25.

3. *Берг А.И.* Теория и расчет ламповых генераторов. Ч. 1. Независимое возбуждение незатухающих колебани / А.И. Берг. – 2-е изд., доп. и перераб. – М. ; Ленинград : ОНТИ, гл. ред. энерг. лит., 1935. – 316 с.

4. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов / С.И. Баскаков. – 3-е изд., доп. и перераб. – М. : Высшая школа, 2000. – 462 с.

5. А. с. 55494 Способ измерения угла отсечки анодного тока ламповых генераторов при помощи логометра / Г.С. Гольдман. Класс 21a^4, 71 ; заявл. 11.03.39 ; опубл. 31.08.39. – 2 с.

6. *Градштейн И.С.* Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И.С. Градштейн, И.М. Рыжик. – 4-е изд., перераб. – М. : Гос. изд-во физ-мат. лит-ры, 1963. – 1108 с.

Статья поступила в редакцию 12 марта 2014 г.

УДК 681.3

ВЫБОР КРИТЕРИЕВ КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ НЕПОЗИЦИОННЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ И ОЦЕНКА ИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент кафедры информационных систем, Ставропольский ин-т управления, e-mail: aveligosha@mail.ru

Произведен выбор вектора показателей непозиционного цифрового фильтра. Проведены их оценка и сравнение с аналогичными показателями традиционных цифровых фильтров. В результате проведенной сравнительной оценки сделан вывод о том, что непозиционные цифровые фильтры обеспечивают более эффективную обработку сигналов по сравнению с существующими фильтрами.

Ключевые слова: *цифровой фильтр, показатели качества, точность вычислений, вычислительное устройство, критерии, непозиционная арифметика.*

NONPOSITIONAL DIGITAL FILTER FUNCTIONING QUALITY CRITERIA CHOICE AND EVALUATION OF THESE INDICATORS

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, Information Systems Chair, Stavropol Management Institute, e-mail: aveligosha@mail.ru

The choice of nonpositional digital filter vector indicators is carried out. Evaluation of these indicators and comparison with analogous indicators of conventional digital filters are carried out. A conclusion that nonpositional digital filters provide a more efficient signal processing in comparison with the existing ones is drawn as a result of the carried comparative evaluation.

Keywords: *digital filter, quality indicators, accuracy of calculations, computing device, criteria, nonpositional arithmetic.*

Главной целью процесса разработки современных цифровых фильтров (ЦФ) было и остается повышение их производительности и качества обработки сигналов [1]. Основными путями достижения этой цели являются совершенствование технологии производства средств вычислительной техники и внедрение новых, эффективных способов организации вычислений.

Основным направлением повышения производительности при реализации алгоритмов цифровой фильтрации является метод, позволяющий строить структуру вычислительного устройства цифрового фильтра с максимальным распараллеливанием выполнения арифметических операций [1, 2]. Это подтверждается тем, что основными принципами построения высокопроизводительных вычислительных структур являются [1, 3, 4]:

1. Внедрение эффективных алгоритмических и аппаратных структур параллельно-конвейерного типа.
2. Обеспечение высокой степени интеграции и унификации арифметических устройств.
3. Применение перспективных средств обнаружения и исправления ошибок вычислений.
4. Обеспечение высокой надежности функционирования вычислительных устройств ЦФ.
5. Использование вариантов машинной арифметики, наилучшим образом приспособленных для реализации высокоскоростных вычислительных процессов, требующих больших объёмов вычислений.

Некоторое повышение производительности и совершенствование организации вычислений в вычислительных структурах ЦФ на сегодняшний день обеспечивается способами, приведенными в [5, 6]:

1. Применение параллельной архитектуры ВС.
2. Широкое использование конвейерного режима обработки.
3. Применение арифметических сопроцессоров.
4. Применение специальных команд в алгоритмах.
5. Обеспечение коротких командных циклов.

Перечисленные методы, в конечном счете, не обеспечивают заданных требований к вычислениям по производительности, точности и избирательности ЦФ.

 ISSN 1995-7009

Наиболее полно вышеперечисленные методы реализуются в современных СБИС и ПЛИС типа TMS 320 и ПЛИС типа Xilinx. Из анализа их характеристик можно сделать вывод о том, что вычисление одного выходного отсчета нерекурсивного ЦФ 16–20 порядка потребует 4 мкс при использовании СБИС TMS 320C25, 2,4 мкс для TMS 320C30, 1,2 мкс для TMS 320C80, 2 мкс для ПЛИС типа Xilinx серии XC 4000 EC без учета времени, необходимого на аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование.

На основе данных, приведенных выше, можно сделать вывод, что вычислительные устройства ЦФ, построенные на существующей элементной базе, при использовании позиционной системы счисления не обеспечивают требуемого уровня производительности и заданных показателей качества ЦФ.

На сегодняшний день необходима обработка данных методами цифровой обработки сигналов с частотой дискретизации сигналов единицы, десятки мегагерц, а существующая элементная база обеспечивает обработку сигналов с частотой дискретизации единицы – сотни килогерц. Применение непозиционной арифметики позволяет реализовать вычисление выходных отсчетов ЦФ табличными методами с использованием ПЛИС Xilinx за 0,5÷1,5 нс [1]. При этом необходимо отметить тот факт, что применение для этих целей ПЛИС с конвейерными умножителями и сумматорами при нейросетевой обработке требует 9,5÷12,9 нс [7].

Наиболее полно степень соответствия АЦФ предъявляемым к нему требованиям, его техническую эффективность и экономическую целесообразность отражают критерии и показатели качества (ПК). В качестве показателей качества необходимо выбирать те, которые в полной мере отражают соответствие системы своему назначению.

При разработке нового класса ЦФ рекомендовано использовать реализационные критерии, критерии качества обработки, определяющие характеристики фильтра [2, 8]. Реализационные критерии определяют требования к элементам аппаратной или программной реализации фильтра: число арифметических операций сложения и умножения, число ячеек оперативной или постоянной памяти, количество умножителей, сумматоров, элементов задержки. Критерии качества обработки сигналов определяют требования к следующим характеристикам ЦФ: амплитудно-частотной и фазочастотной характеристикам, групповому времени замедления и импульсной характеристике, точности реализации алгоритма цифровой фильтрации. Следовательно, структура ЦФ, разрядность входных и выходных данных, длина регистров арифметических устройств должны быть определены так, чтобы ошибки квантования не превосходили допустимой величины, определяющей его частотные и точностные характеристики.

Ещё одним важным критерием качества ЦФ является его быстродействие, определяемое временем, необходимым для вычисления одного выходного отсчета сигнала. Для ЦФ, работающих в реальном масштабе времени, быстродействие является определяющим критерием [2].

Сложность структуры ЦФ можно оценить и совокупными показателями [9], например, вместо числа операций умножения и сложения можно использовать один показатель, если учесть, что операции умножения выполняются путем ряда сложений. При этом следует учесть длину слов сомножителей, что позволит измерять число арифметических операций (АО) фильтра числом сложений операторов примерно одинаковой длины. При этом сложность арифметических вычислений можно выразить произведением числа сложений на длину слова данных.

Показатели оценки сложности арифметических вычислений и результирующей сложности ЦФ, несмотря на их достоинства, для оценки эффективности использования непозиционной арифметики в ЦФ применять не целесообразно. Это обусловлено тем, что принцип выполнения арифметических операций при модулярном кодировании коренным образом отличается от принципа их выполнения в обычном представлении. Как было показано выше, при использовании модулярных кодов арифметические операции являются однотипными и выполняются табличным методом, а операнды и результаты имеют малую разрядность. Поэтому вычислительную сложность целесообразно оценивать показателем, определяющим время, необходимое на выполнение операций умножения и сложения в позиционной системе счисления (ПСС) и при использовании системы остаточных классов (СОК): $t_{\text{уп}}$, $t_{\text{ус}}$, $t_{\text{сс}}$, $t_{\text{ус}}$.

Так как ЦФ сегодня реализуются на основе использования СБИС, ПЛИС, то их технико-экономическую эффективность необходимо оценивать с помощью показателя, отражающего количество СБИС, ПЛИС, требуемое на реализацию фильтра данного типа. При использова-

нии данного показателя для более точной оценки структурной сложности ЦФ необходимо учитывать коэффициент усложнения структуры фильтра.

Для оценки быстродействия ЦФ целесообразно выбрать показатель, определяющий время, необходимое на вычисление одного выходного отсчета фильтра при использовании ПСС и СОК.

Так как точность реализации алгоритма цифровой фильтрации является одним из основных критериев качества ЦФ, то её необходимо оценивать, используя показатель φ_c, определяющий величину ошибки вычислений. Данный показатель может быть определен как разность между истинным (абсолютно точным) значением выходного отсчета ЦФ и значением, полученным на выходе фильтра реально. Так как ошибки квантования изменяют амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) фильтра, то целесообразно использовать показатель, отражающий степень её прямоугольности, который может быть выражен как

$$\left|A^*(\omega) - A(\omega)\right| \le \varepsilon'(\omega), \text{ для } \omega \in \{0,...,0,5\}, \quad (1)$$

где A(ω) – реальное значение АЧХ фильтра на частоте ω; $A^*(\omega)$ и $\varepsilon'(\omega)$ – заданные функции.

Таким образом, в качестве показателей, оценивающих качество функционирования ЦФ СОК, выбран вектор G:

$$G = \left\{t_{\text{ус}}, t_{\text{сс}}, t^{\text{с}}_{\text{во}}, \varphi_{\text{с}}, \varepsilon'(\omega)\right\},$$

где $t_{\text{ус}}$, $t_{\text{сс}}$ – время выполнения АО умножения и сложения в СОК; $t^{\text{с}}_{\text{во}}$ – показатель, оценивающий время вычисления одного выходного отсчета ЦФ; φ_c – показатель, оценивающий точность вычисления выходных отсчетов ЦФ; $\varepsilon'(\omega)$ – показатель, оценивающий степень выполнения требований к АЧХ ЦФ.

Для обоснования целесообразности использования выбранных показателей качества необходимо проверить их на соответствие предъявляемым к ним требованиям [10]:

1. Простота применения.

2. Чувствительность к изменениям варьируемых параметров.

3. Целенаправленность.

4. Ясный физический смысл.

Выбранные показатели качества отвечают целям проводимых исследований, так как они отражают наиболее существенные для ЦФ характеристики и позволяют оценить затраты на достижение требуемых значений этих характеристик. Данные показатели качества являются чувствительными к изменениям значений параметров, характеризующих условия функционирования непозиционных ЦФ [3, 10]. Следовательно, выбранный вектор показателей качества обоснован, и их целесообразно использовать для оценки представленных разработок, направленных на повышение качества функционирования АЦФ перспективных средств радиосвязи.

В зависимости от назначения ЦФ и характера решаемых ими задач из вектора показателей качества, выбранных для оценки его эффективности, в качестве основных предлагается использовать время вычисления выходного отчета ЦФ, точность вычислений и степень прямоугольности его АЧХ. Значения остальных показателей должны быть не хуже заданных. Так как на практике находят применение различные типы и структуры ЦФ, то провести их сравнительную оценку практически невозможно, что не позволяет задать даже усредненные значения указанных показателей качества. Следовательно, оценка показателей качества будет проводиться для конкретных структур ЦФ.

Оптимальной целесообразно считать структуру ЦФ, обладающую минимальной сложностью, максимальной производительностью, минимальной погрешностью вычислений, наибольшей функциональной однородностью и обеспечивающую требуемые его частотные характеристики.

Как отмечалось выше, в большинстве практических применений используются нерекурсивные ЦФ с точно линейной фазочастотной и симметричной импульсной характеристикой [2, 8]. Оценку показателей качества проведем для нерекурсивного ЦФ, реализованного в последовательной и прямой формах. В [3, 10] показано, что оценить время выполнения АО умножения и сложения в ЦФ ПСС можно согласно выражениям

$$t_{\text{уп}} 2\tau(2b+1), \quad (2)$$

$$t_{\text{сп}} = \tau\left(5 + b + \right] \cdot \log_2 b[\right), \quad (3)$$

где b – разрядность обрабатываемых данных; τ – время распространения сигнала через просмотровую таблицу ПЛИС типа XC 4000 EC, который составляет приблизительно 1,1 нс [7]. Тогда

время, необходимое на выполнение АО умножения и сложения в ПСС, для данных различной разрядности примет значения, представленные в таблице.

Таблица

Вид АО	Разрядность данных, бит			
	8	16	32	64
$t_{уп}$ (нс)	37,4	72,6	143	283,3
$t_{сп}$ (нс)	17,6	27,5	46,2	82,5

Время вычисления выходного отсчета ЦФ ПСС будет определяться временем выполнения АО и способом организации вычислений.

Как было показано выше, для реализации НЦФ целесообразно применять прямую форму структуры с последовательным сумматором либо конвейерную структуру с многовходовым сумматором и каскадную форму в виде последовательного соединения биквадратных блоков первого или второго порядков.

При прямой форме ЦФ с последовательным сумматором время вычисления выходного отсчета $t_{воп}$ определяется как

$$t_{воп} = t_{сп}(L-1) + t_{уп}, \qquad (4)$$

где L – число звеньев фильтра.

Тогда время вычисления выходного отсчета для прямой формы ЦФ и входных данных различной разрядности составит соответственно для $L = 16$:

$t_{воп} = 17,6(L-1) + 37,4$ – для 8 разрядных данных;

$t_{воп} = 27,5(L-1) + 72$ – для 16 разрядных данных;

$t_{воп} = 46,2(L-1) + 143$ – для 32 разрядных данных;

$t_{воп} = 82,5(L-1) + 283,3$ – для 64 разрядных данных.

При построении ЦФ каскадной формы с многовходовым сумматором время вычисления выходного отсчета будет определяться временем операции умножения. Тогда время вычисления выходного отсчета $t_{вом}$ для данной формы ЦФ и тех же исходных данных составит соответственно $t_{вом} = 37,4$; $t_{вом} = 72,6$; $t_{вом} = 143$; $t_{вом} = 283,3$ нс.

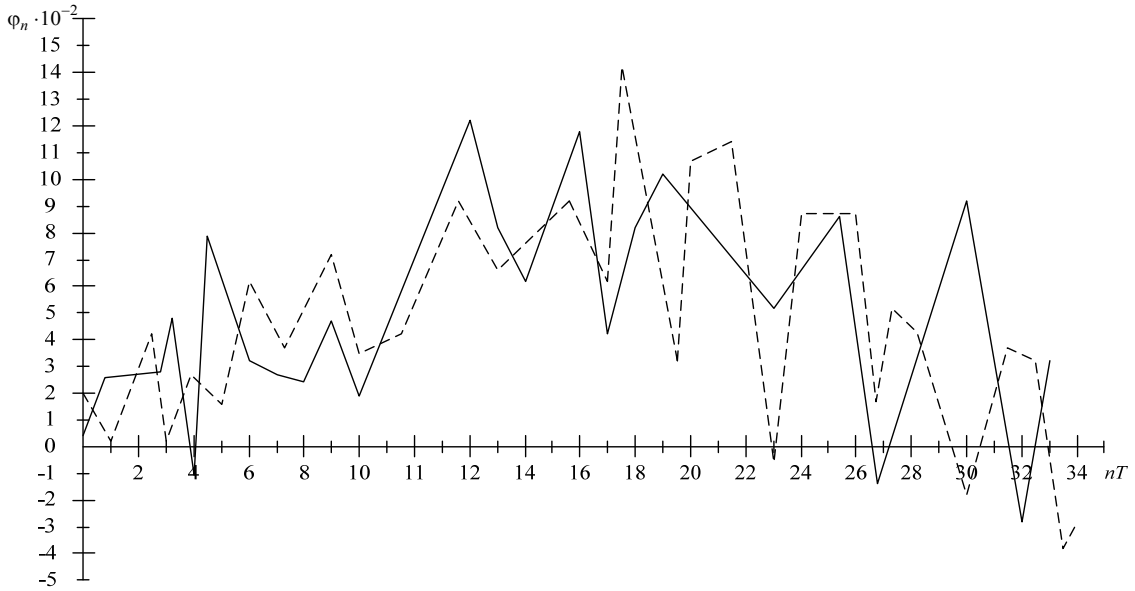
При структуре ЦФ каскадной формы, реализованной в виде соединения биквадратных блоков, время вычисления выходных отчетов $t_{вобб}$ также будет определяться временем, необходимым на АО умножения; следовательно, $t_{вом} = t_{вобб}$.

В результате проведенной оценки значений времени, необходимых для вычисления выходного отсчета фильтра для рассмотренных структур, можно сделать вывод, что ЦФ, реализованный в прямой форме с последовательным сумматором, имеет наименьшее быстродействие. Также необходимо учесть, что в процессе вычислений присутствует конечная разрядность регистров и сумматоров вычислительного устройства, а также эффекты округления результатов АО. Суммарная ошибка выходного сигнала включает ошибки квантования сигналов при их преобразовании в цифровую форму и ошибки при расчете коэффициентов фильтра. Если первые ошибки влияют на точность значений выходных отчетов ЦФ, то вторые приводят к изменению значений полюсов его передаточной функции и, следовательно, к изменению его АЧХ.

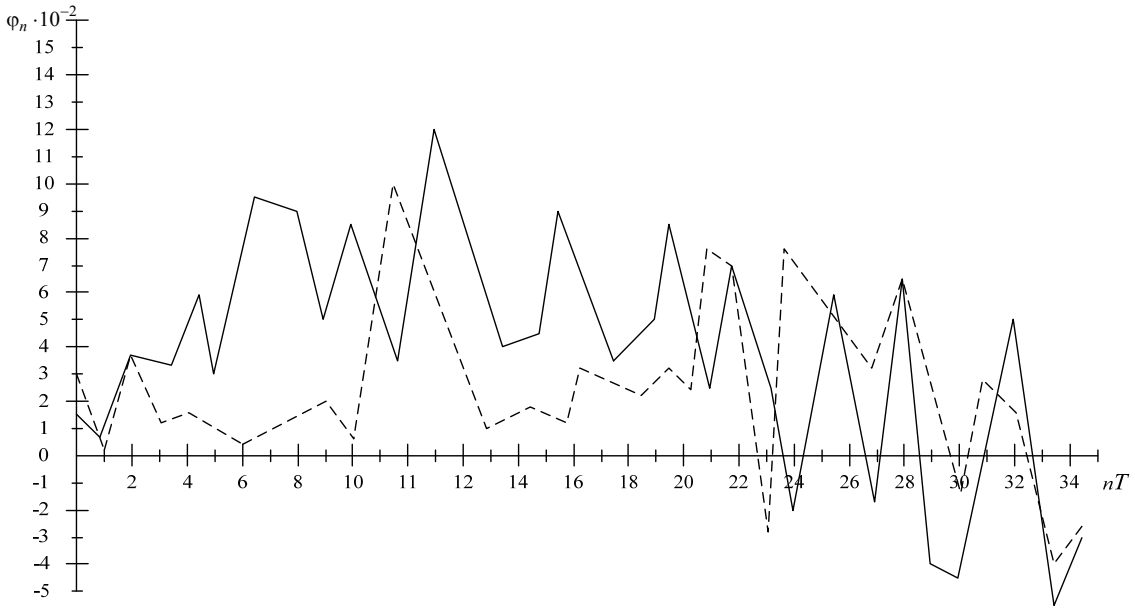
Проведем оценку погрешности вычислений в ЦФ и ее влияния на АЧХ фильтра и точность выходных отсчетов. Оценить АЧХ фильтра и точность его вычислений в общем виде не представляется возможным, поэтому оценку проведем на примере конкретного ЦФ, обоснование использования которого представлено в [3, 5, 10]. Оценка будет производиться для параллельно-конвейерной структуры фильтра пятнадцатого порядка с симметричной импульсной характеристикой, исходные данные на который приведены в [3].

Графики погрешности вычисления выходных отсчетов ЦФ при различных наборах входных данных приведены на рис. 1а, б.

На графиках представлена погрешность вычислений $\varphi_п$ выходных отсчетов фильтра, которая определялась как разность между значениями, полученными при полном представлении коэффициентов, и их квантованными значениями. Из приведенных графиков видно, что погрешность значений выходных отсчетов, вносимая квантованием (округлением) коэффициентов фильтра (их округления при представлении), и округление результатов АО значительно искажают их истинную величину, что недопустимо при высокоточной обработке цифровых сигналов. Сравнительная оценка расчетов точности вычислений в ЦФ ПСС и ЦФ СОК показала, что точность вычислений последних на 1–2 порядка и более выше, чем у ЦФ ПСС. Это обусловлено тем, что при применении СОК входные данные и коэффициенты фильтра возможно представить с любой заданной точностью.



а)



б)

Рис. 1. Зависимость погрешности вычисления выходных отсчетов ЦФ от количества входных от количества входных отсчетов

Аналогично проведем оценку влияния квантования коэффициентов фильтра на его АЧХ. На графиках рис. 2 приведены АЧХ фильтра с квантованными и «полными» коэффициентами. Из полученных АЧХ ЦФ видно, что по всем критериям оценки АЧХ фильтра с квантованными коэффициентами значительно уступают АЧХ с «полными» коэффициентами, при этом видно, что АЧХ фильтра, полученная при использовании «полных» коэффициентов, не обладает требуемой прямоугольностью и не обеспечивает требуемого подавления побочных составляющих сигнала в полосе задерживания фильтра. Если коэффициенты фильтра представлены 8 и 16 разрядными данными, то фильтры имеют АЧХ, не обеспечивающую требуемую степень фильтрации цифровых сигналов, следовательно, фильтры с таким представлением коэффициентов не могут быть применены на практике.

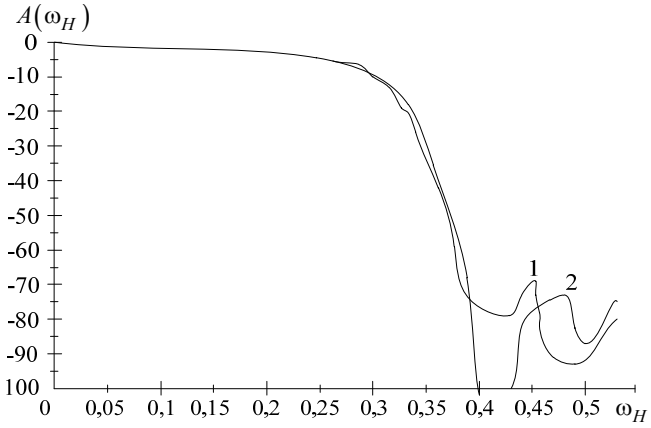


Рис. 2. АЧХ цифрового фильтра с квантованными (1) и «полными» (2) коэффициентами

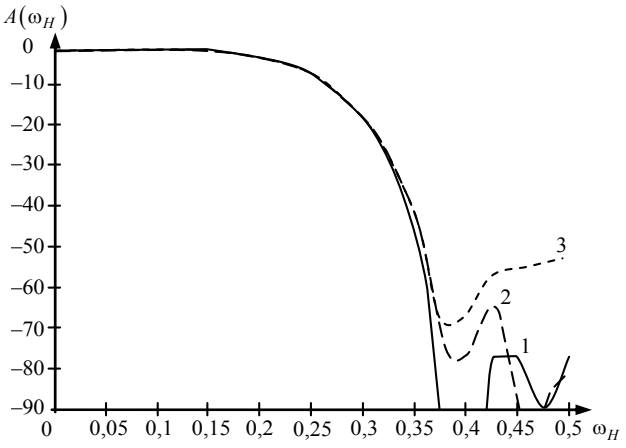


Рис. 3. Сравнительная оценка АЧХ ЦФ СОК и ПСС: 1 – АЧХ ЦФ СОК; 2 – АЧХ ЦФ с полным представлением коэффициентов; 3 – АЧХ ЦФ с 16 разрядным представлением коэффициентов

Сравнительная оценка АЧХ, приведенных на рис. 2, и частотных характеристик ЦФ СОК представлена на рис. 4. Она показала, что степень прямоугольности АЧХ последних на 12–14% выше, чем АЧХ фильтров ПСС. Кроме того, в полосе задерживания степень подавления побочных составляющих спектра сигнала на 20–30 дБ выше, чем у ЦФ ПСС.

Таким образом, проведенные оценки показали высокую эффективность применения непозиционной арифметики в цифровых фильтрах. Разработка и применение новых методов реализации алгоритмов цифровой фильтрации на основе применения непозиционной арифметики позволяет синтезировать структуры цифровых фильтров, обладающих требуемыми показателями качества.

Литература

1. *Коляда А.А.* Модулярные структуры конвейерной обработки цифровой информации / А.А. Коляда, И.Т. Пак. – Мн. : Университетское, 1992. – 256 с.

2. *Гольденберг Л.М.* Цифровая обработка сигналов / Л.М. Гольденберг, В.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк. – М. : Радио и связь, 1990. – 256 с.

3. *Велигоша А.В.* Разработка методики организации и функционирования высокоскоростных цифровых фильтров систем связи и управления / А.В. Велигоша // Диссертация, СВВИУС, 1997. – 272 с.

4. *Калмыков И.А.* Модулярный систолический процессор цифровой обработки сигналов с реконфигурируемой структурой / И.А. Калмыков, А.Б. Саркисов, Е.М. Яковлева, М.И. Калмыков // Вестник Сев.-Кав. фед. ун-та. – 2013. – Вып. 2. – С. 30–34.

5. *Велигоша А.В.* Высокопроизводительные параллельно-конвейерные структуры, функционирующие в системе остаточных классов / А.В. Велигоша, К.Т. Тынчеров, И.А. Калмыков ; деп. в ЦВНИ МО РФ. – 1994, вып. 29, Сер. Б., инв. В. 2607.

6. *С. Гунн, Х. Уайтхаус, Т. Кайлат.* Сверхбольшие интегральные схемы и современная обработка сигналов : Пер. с англ. ; под ред. Н.И. Слепова. – М. : Радио и связь, 1990. – 472 с.

7. Архитектура нейрокомпьютеров, функционирующих в системе остаточных классов / Н.И. Червяков и др. // Нейрокомпьютеры : разработка, применение. – 2003. – № 5. – С. 17–28.

8. *Мизин И.А.* Цифровые фильтры (анализ, синтез, реализация с использованием ЭВМ) / И.А. Мизин, А.А. Матвеев. – М. : Связь,1979. – 240 с.

9. *Торяшин Н.Н.* К вопросу о структурных цифровых фильтрах / Н.Н. Торяшин // Зарубежная радиоэлектроника. – 1985. – №11. – С. 16–29.

10. *Велигоша А.В.* Обеспечение точности вычислений цифровых фильтров класса вычетов / А.В. Велигоша, С.А. Великих ; деп. В ЦВНИ МО РФ, вып. 30, Сер. Б, инв. В 3164. 1996.

Статья поступила в редакцию 5 ноября 2013 г.

УДК 681.3

СТРУКТУРНАЯ ОРГАНИЗАЦИЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО СПЕЦПРОЦЕССОРА ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕГО МОДУЛЯРНЫЕ КОДЫ

И.А. Калмыков, д.т.н., профессор, e-mail: kia762@yandex
М.И. Калмыков, студент, e-mail: zik@ncstu.ru
Сев.-Кав. федеральный ун-т

Целью исследований является разработка новой технологии цифровой обработки сигналов (ЦОС), применение которой позволяет, за счет использования целочисленной непозиционной математической модели ЦОС, обеспечить высокоскоростную обработку сигналов в условиях воздействия помех и отказа оборудования. Возрастание требований к временным характеристикам современных систем ЦОС привело к созданию вычислительных устройств, использующих параллельные вычисления. Однако при этом возникает следующая проблема: с одной стороны, постоянный рост требований к скоростным характеристикам вычислительного устройства приводит к необходимости организации параллельных вычислений, а с другой стороны, при этом увеличивается частота возникновения отказов и возрастает время простоя, вызванное трудностью отыскания неисправности.

Для решения данной проблемы предлагается применять математическую модель ЦОС, использующую модулярный полиномиальный код (МПК), который за счет распараллеливания на уровне операций и обработки малоразрядных данных не только позволяет увеличить скорость вычислений, но и обеспечивает получение корректного результата в условиях воздействия помех при передаче и отказа оборудования.

Ключевые слова: *цифровая обработка сигналов, ортогональные преобразования сигналов в кольце полиномов, модулярный полиномиальный код, коррекция ошибки, позиционные характеристики*.

STRUCTURAL ORGANIZATION OF PARALLEL SPECIAL DSP PROCESSOR WHICH USES MODULAR CODES

I.A. Kalmykov, D.D. in Engineering Sciences, professor, e-mail: kia762@yandex.ru
M.I. Kalmykov, student, e-mail: zik@ncstu.ru
North and Caucasian Federal University

The aim of this research is development of new technology of digital signal processing (DSP), the use of which allows, through the use of integer nonpositional mathematical DSP model, to provide high-speed signal processing in condition of interference influence and equipment failure. Increasing of temporal characteristics of modern DSP systems requirements has led to the creation of computing devices (CD), which use parallel computing. However, this raises the following problem: on the one hand, steady growth of requirements for speed characteristics of CD leads to the necessity of parallel computation organization and on the other hand, frequency of failure occurrence increases and downtime caused by the difficulty of finding fault also increases.

To solve this problem it is suggested to use DSP mathematical model that uses modular polynomial code (MPC), which is due to parallelization at operation level and due to small category data processing allows not only to increase speed of calculations, but also ensures obtaining the correct result in the condition of interference influence during transmission and equipment failure.

Keywords: *digital signal processing, orthogonal transformation of signals to the ring of polynomials, modular polynomial code, error correction, positional characteristics*.

Современный этап применения вычислительных устройств в системах передачи и обработки сигналов показал, что использование методов ЦОС позволяет относительно легко обеспечить высокую помехоустойчивость систем обработки данных, необходимую точность и разрешающую способность, простое сопряжение подсистем обработки, стабильность параметров тракта обработки информации и ряд других преимуществ [1, 2]. При этом задачи ЦОС требуют выполнения в реальном масштабе времени больших объемов вычислений над большими массивами данных.

Добиться качественных изменений в производительности современных систем передачи и обработки данных можно за счет применения

 ISSN 1995-7009

новой математической модели ЦОС, поддерживающей параллельные вычисления. При этом такая технология ЦОС должна не только повысить скорость и точность обработки сигналов, но и обеспечить отказоустойчивость вычислительного устройства ЦОС.

Постановка задачи исследования

Важность задач ЦОС делает целесообразной разработку специализированных процессоров (СП) для их решения. При этом эффективность работы системы цифровой обработки сигналов во многом определяется математической моделью ЦОС.

В настоящее время все технические реализации СП ЦОС используют несколько математических моделей, которые можно разделить на следующие группы. Основу первой составляют математические модели, базирующиеся на реализации ортогональных преобразований сигналов над полем комплексных чисел, в частности дискретном преобразовании Фурье (ДПФ) и быстром преобразовании Фурье (БПФ). Так, в системах широкополосного беспроводного доступа (ШБД) для борьбы с помехами при многолучевом приеме применяется технология ортогонального частотного мультиплексирования OFDM. Технически метод OFDM реализуется путем выполнения обратного дискретного преобразования Фурье (Fast Fourier Transform, FFT) в модуляторе передатчика и прямого дискретного преобразования Фурье – в демодуляторе приемника приемопередающего устройства [1, 2].

Для повышения скорости реализации таких ортогональных преобразований предлагается использовать систему остаточных классов (СОК). В этом случае число A представляется в виде совокупности остатков, полученных путем его деления на попарно взаимно простые модули p_i:

$$A = (\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_n), \quad (1)$$

где $A \equiv \alpha_i \bmod p_i(z)$; $i = 1, 2, \ldots, n$.

Основным достоинством СОК является высокая скорость выполнения модульных операций, к которым относятся сложение, вычитание и умножение [3–6]. Если два числа A и B представлены в непозиционном модулярном коде в виде $A = (\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_n)$ и $B = (\beta_1, \beta_2, ..., \beta_n)$, то операции сложения, вычитания и умножения можно свести к соответствующим операциям над остатками:

$$A + B = ((\alpha_1 + \beta_1) \bmod p_1, (\alpha_2 + \beta_2) \bmod p_2, \ldots, (\alpha_n + \beta_n) \bmod p_n), \quad (2)$$

$$A - B = ((\alpha_1 - \beta_1) \bmod p_1, (\alpha_2 - \beta_2) \bmod p_2, \ldots, (\alpha_n - \beta_n) \bmod p_n), \quad (3)$$

$$A \cdot B = ((\alpha_1 \cdot \beta_1) \bmod p_1, (\alpha_2 \cdot \beta_2) \bmod p_2, \ldots, (\alpha_n \cdot \beta_n) \bmod p_n). \quad (4)$$

Тогда, используя СОК, можно реализовать ортогональные преобразования сигналов в виде n параллельно выполняемых вычислений ДПФ:

$$\begin{cases} X(k) \bmod p_1 = \left| \sum\limits_{l=0}^{N-1} \left| x(l) \right|_{p_1}^{+} \cdot \left| W^{lk} \right|_{p_1}^{+} \right|_{p_1}^{+} \\ \vdots \\ X(k) \bmod p_n = \left| \sum\limits_{l=0}^{N-1} \left| x(l) \right|_{p_n}^{+} \cdot \left| W^{lk} \right|_{p_n}^{+} \right|_{p_{n1}}^{+} \end{cases}, \quad (5)$$

где W^{lk} – поворачивающий коэффициент; $k = 0, 1, 2, \ldots, N-1$; $N = 2^v$.

Для выполнения выражения (5) требуется схемная реализация спецпроцессора СОК, показанная на рис. 1.

Характерной чертой такого спецпроцессора является наличие n вычислительных трактов, которые функционируют параллельно и независимо друг от друга. В каждом из них реализуются ортогональные преобразования сигналов по соответствующему модулю. Распараллеливание на уровне операции позволяет отнести данный спецпроцессор к виду SIMD. Используя один поток команд, который одновременно поступает во все вычислительные тракты, вычислительное устройство реализует ортогональные преобразования согласно (5). Малоразрядность остатков и отсутствие обмена данных между вычислительными трактами позволяют повысить производительность спецпроцессора по сравнению с классической архитектурой сигнальных процессоров. При этом для повышения точности вычислений достаточно увеличить число вычислительных трактов, т.е. увеличить число оснований СОК.

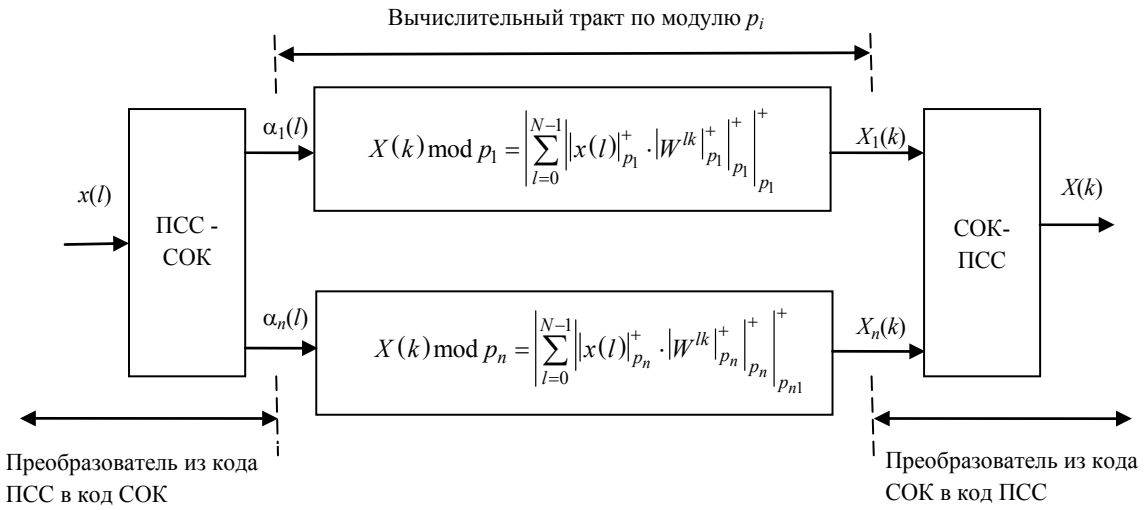


Рис. 1. Структура параллельного спецпроцессора СОК

Следует отметить, что схема вычислительного тракта может быть реализована в соответствии с выбранным параллельным алгоритмом ЦОС. Так, при использовании параллельно-конвейерного алгоритма БПФ выражение (5) принимает вид

$$X(k) \bmod p_i = \left| \sum_{n=0}^{N/2-1} x_{v-1,0}(n) W_N^{2nk} \right|_{p_i}^{+} + \left| \sum_{n=0}^{N/2-1} x_{v-1,1}(n) W_N^{2(n+1)k} \right|_{p_i}^{+} \Big|_{p_i}^{+}, \quad (6)$$

где $x_{v-1,0}(n) = x(2nT)$, $x_{v-1,1}(n) = x\big((2n+1)T\big)$ – соответственно последовательность с четными и нечетными номерами; $W_N^2 = e^{-\frac{2\pi}{N/2}}$.

Наряду с модульными операциями для реализации параллельных вычислений в непозиционных кодах необходимо выполнять две немодульные операции. Для любого параллельного спецпроцессора ЦОС, функционирующего в СОК, одной из обязательных немодульных операций является прямое преобразование из кода ПСС в код СОК. Так как операция деления в СОК не определена, то вычисление остатка принято сводить к совокупности модульных операций. Поэтому для высокоскоростной системы ЦОС целесообразно выбрать такой алгоритм перевода, который бы в наибольшей степени соответствовал предъявляемым требованиям с точки зрения обеспечения минимальных временных затрат.

Проведенные исследования показали, что меньшими временными затратами обладают алгоритмы, базирующиеся на методе непосредственного суммирования [3–6]. Для осуществления такого преобразования необходимо вычислить значения констант, являющихся эквивалентами степеней оснований 2^i, и коэффициентов при соответствующих степенях оснований a_i, где $i = 1, 2, \ldots, n$, представленных в системе класса вычетов. Тогда

$$\alpha_i = \sum_{j=0}^{v-1} \left(a_j 2^j \right) \bmod p_i , \quad (7)$$

где $i = 1, 2, 3, \ldots, n$; $v = \lceil \log_2 p_i \rceil$.

Второй обязательной процедурой является преобразование из кода СОК в позиционный код. В настоящее время при реализации непозиционных вычислительных устройств наибольшее распространение получил способ обратного перевода, базирующийся на китайской теореме об остатках (КТО) [3–6]. Применение данной теоремы позволяет выполнить обратное преобразование *модулярный код – позиционный код* с использованием ортогональных базисов. В этом случае задача перевода представляется следующим образом: необходимо для заданного набора модулей p_i, $i = 1,2,...,n$, осуществить преобразование n-мерного образа $A = (\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_n)$ в систему с основанием $P = \prod_{i=1}^{n} p_i$ так, чтобы выполнилось условие

$$A = \alpha_1 B_1 + \alpha_2 B_2 + ... + \alpha_n B_n - r_A P, \qquad (8)$$

где B_i – ортогональные базисы системы ПСКВ; r_A – ранг числа.

Чтобы вычислить значения ортогональных базисов для полиномиальной системы классов вычетов, необходимо воспользоваться условием

$$B_i = B_i = \begin{cases} 0 \bmod p_j, j \neq i, \\ 1 \bmod p_j, j = i, \end{cases} \qquad (9)$$

где $B_i = m_i \prod\limits_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} p_j$; $m_i \prod\limits_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} p_j \equiv 1 \bmod p_i$ – вес ортогонального базиса.

Сравнительный анализ времени выполнения БПФ в позиционной системе $T_{\text{ПСС}}^{\text{БПФ}}$ ($T1$) и с использованием параллельных вычислений $T_{\text{СОК}}^{\text{БПФ}}$ ($T2$) показан на рис. 2. Для оценки был выбран относительный коэффициент $K = \dfrac{T_{\text{ПСС}}^{\text{БПФ}}}{T_{\text{СОК}}^{\text{БПФ}}}$.

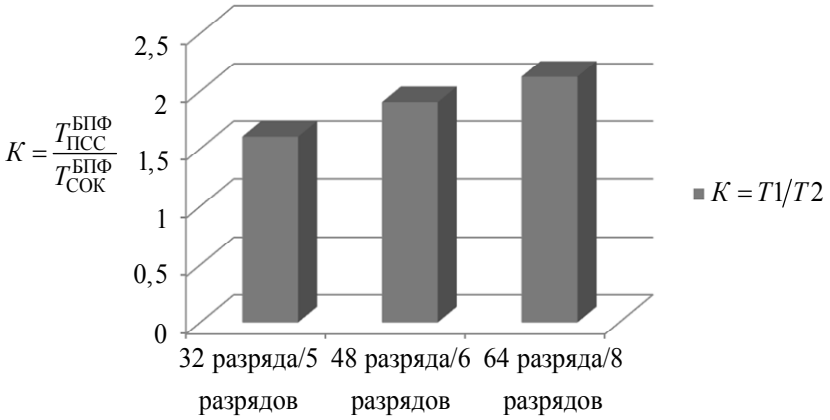


Рис. 2. Сравнительный анализ времени выполнения БПФ в ПСС ($T1$) и в СОК ($T2$)

Анализ рис. 2 показывает, что применение модулярного кода позволяет повысить скорость ЦОС с использованием алгоритма БПФ более чем в 1,5 раза. Причем при увеличении разрядности обрабатываемых данных выигрыш возрастает. Так, при обработке 64-разрядных данных скорость непозиционного процессора более чем в 2 раза превосходит скорость работы позиционного СП ЦОС, даже с учетом необходимости выполнения операций прямого и обратного преобразований кодов.

Дальнейшее повышение эффективности функционирования СП ЦОС возможно за счет реализации ортогональных преобразований сигналов в кольце полиномов [7–9]. Пусть имеем кольцо полиномов $P(z)$ с коэффициентами в виде элементов поля $GF(p)$, определяющего точность вычисления ортогональных преобразований сигналов. Положим, что кольцо разлагается в сумму

$$P(z) = P_1(z) + P_2(z) + ... + P_n(z), \qquad (10)$$

где $P_l(z)$ – локальное кольцо полиномов, образованное неприводимым полиномом $p_l(z)$ над полем $GF(p)$; $l = 1, \ldots, n$.

Тогда в данной системе существует ортогональное преобразование, представляющее собой обобщенное ДПФ, если выполняются условия:

1. $\beta_i(z)$ – первообразный элемент порядка d для локального кольца $P_l(z)$;

2. d имеет мультипликативный обратный элемент d^*, т.е. $d^* d = p^{\nu} - 1$.

В этом случае ортогональное и ему обратное преобразование сигнала имеют вид

$$\left(X_1(l), ..., X_n(l)\right) = \left(\sum_{j=0}^{d-1} x_1(j) \beta_1^{jl}, ..., \sum_{j=0}^{d-1} x_n(j) \beta_n^{jl} \right), \qquad (11)$$

$$\left(x_1(j), ..., x_n(j)\right) = \left(d^* \sum_{l=0}^{d-1} X_1(l) \beta_1^{-jl}, ..., d^* \sum_{l=0}^{d-1} X_n(l) \beta_n^{-jl} \right). \qquad (12)$$

При этом справедливо

$$\begin{aligned} &x_i(j) \equiv x(j) \bmod p_i(z); \beta_i^{\pm jl} \equiv \beta^{\pm jl} \bmod p_i(z); \\ &X_i(l) \equiv X(l) \bmod p_i(z). \end{aligned} \qquad (13)$$

Приравнивая соответствующие координаты, получаем n пар прямого преобразования

$$\begin{cases} X_1(l) = \sum_{j=0}^{d-1} x_1(j)\beta_1^{jl} \bmod p_1(z) \\ \vdots \\ X_n(l) = \sum_{j=0}^{d-1} x_n(j)\beta_n^{jl} \bmod p_n(z). \end{cases} \quad (14)$$

Применение выражения (14) позволяет свести вычисление ортогональных преобразований сигналов в поле Галуа над кольцом $P(z)$ к n независимым вычислениям, проводимым по модулям $p_i(z)$ кода МПК. При этом применение модулярного полиномиального кода позволяет не только повысить скорость обработки данных, но и восстановить результаты, искаженные из-за отказов вычислительного устройства ЦОС [7–9].

Если на диапазон возможного изменения кодируемого множества полиномов наложить ограничения, т.е. выбрать k из n оснований МПК ($k < n$), то это позволит разбить полный диапазон $P(z)$ поля Галуа $GF\left(p^{\nu}\right)$ на два непересекающихся подмножества [7–14]. Первое подмножество называется рабочим диапазоном и задается в виде

$$P_{\text{раб}}(z) = \prod_{i=1}^{k} p_i(z), \quad (15)$$

второе подмножество определяется произведением $r = n - k$ контрольных модулей

$$P_{\text{конт}}(z) = \prod_{i=k+1}^{k+r} p_i(z). \quad (16)$$

Многочлен $A(z)$ с коэффициентами из поля $GF(p)$ будет считаться разрешенным только в том случае, если $\deg A(z) < \deg P_{\text{раб}}(z)$. В противном случае $A(z)$, представленный к МПК, считается ошибочным.

Отсутствие взаимосвязи между вычислительными трактами процессоров МПК не позволяет ошибкам перемещаться по другим основаниям. При этом изменение кратности ошибки не приводит к размножению ошибки как между разрядами внутри основания, так и от одного основания к другому.

В работе [8] проведены исследования корректирующих способностей модулярных полиномиальных кодов. Как показали исследования, для исправления однократной ошибки необходимо в состав упорядоченного МПК, для которого справедливо $\deg p_1(z) \le \deg p_2(z) \ldots \le \deg p_k(z)$, ввести два контрольных основания $p_{k+1}(z)$ и $p_{k+2}(z)$, удовлетворяющих условию

$$\deg p_{k-1}(z) + \deg p_k(z) \le \deg p_{k+1}(z) + \deg p_{k+2}(z). \quad (17)$$

Пусть ошибка произошла по модулю $p_i(z)$. В этом случае ошибка изменяет значение остатка $\alpha_i(z)$ на величину $\Delta\alpha_i(z)$ так, что получается $\alpha_i^*(z) = \alpha_i(z) + \Delta\alpha_i(z)$. При этом правильный полином $A(z) = \left(\alpha_1(z),...,\alpha_i(z),...,\alpha_{k+2}(z)\right)$, принадлежащий рабочему диапазону, преобразуется в запрещенный полином $A^*(z) = \left(\alpha_1(z),...,\alpha_i^*(z),...\alpha_{k+2}(z)\right)$, лежащий вне рабочего диапазона. Таким образом, зная номер интервала, куда попал искаженный полином $A^*(z)$, можно определить основание и глубину этой ошибки.

Согласно КТО, используемой для преобразования из модулярного кода в позиционный код, значение ошибочного полинома $A^*(z)$ в этом случае определяется выражением

$$A^*(z) = \sum_{i=1}^{k+2} \alpha_i(z) B_i(z) \bmod P(z) = A(z) + \left|\Delta\alpha_j(z) B_j(z)\right|_{P_{\text{пол}}(z)}^{+}, \quad (18)$$

где $B_i(z)$ – ортогональный базис i-го основания МПК.

Анализ (13) показывает, что местоположение ошибочного полинома $A^*(z)$ относительно рабочего диапазона $P_{\text{раб}}(z)$ определяется величиной второго слагаемого.

Таким образом, для определения местоположения ошибки и ее глубины необходимо использовать позиционные характеристики [7–14]. При этом алгоритм вычисления позиционной характеристики должен обеспечить скорость вычисления, сравнимую со скоростью выполнения обратного преобразования из модулярного кода в позиционный код. Таким свойством обладает характеристика *нормированный след* [8]. Для вычисления этой характеристики воспользуемся методом параллельной нулевизации, который состоит в переходе от полинома $M^*(z) = (\alpha_1(z),...\alpha_2(z),...,\alpha_{n+1}(z),...,\alpha_{n+2}(z))$ к полино-

му $(0,0,...,\gamma_{n+1}(z),\gamma_{n+2}(z))$ с помощью преобразований, при которых не имеет место ни один выход за пределы рабочего диапазона системы.

Решить данную проблему можно за счет отказа от констант нулевизации и перехода к использованию псевдоортогональных полиномов. Если положить условие, что $M(z) \in P_{\text{раб}}(z)$, где $P_{\text{раб}}(z) = \prod_{i=1}^{n} p_i(z)$, то $M(z) = (\alpha_1(z), \alpha_2(z), ..., \alpha_k(z))$.

Тогда, согласно КТО, полином $M(z)$ можно представить в виде

$$M(z) = (\alpha_1,(z),0,0,...,0) + (0,\alpha_2(z),0,...,0) + ...(0,0,0,...,\alpha_n(z)). \quad (19)$$

Каждое слагаемое выражения (8) представляет собой

$$(0,0,...0,\alpha_i(z),0,...,0) = \alpha_i(z)B_i^*(z) \bmod P_{\text{раб}}(z), \quad (20)$$

где $B_i^*(z)$ – ортогональный базис безызбыточной системы оснований.

Проведя расширение системы оснований $p_1(z), p_2(z), ..., p_n(z)$ на 2 контрольных $p_{n+1}(z)$, $p_{n+2}(z)$, представим $\alpha_i(z)B_i^*(z) \bmod P_{\text{раб}}(z)$ в виде

$$\begin{cases} \alpha_1(z)B_1^*(z) \bmod P_{\text{раб}}(z) = (\alpha_1(z),0,0,...,0,\gamma_{n+1}^1(z),\gamma_{n+2}^1(z)); \\ \vdots \\ \alpha_n(z)B_n^*(z) \bmod P_{\text{раб}}(z) = (0,0,0,...,\alpha_n(z),\gamma_{n+1}^n(z),\gamma_{n+2}^n(z)). \end{cases} \quad (21)$$

Следовательно,

$$\begin{cases} \alpha_{n+1}(z) = \sum_{j=1}^{n} \gamma_{n+1}^j(z), \bmod p_{n+1}(z), \\ \alpha_{n+2}(z) = \sum_{j=1}^{n} \gamma_{n+2}^j(z), \bmod p_{n+2}(z). \end{cases} \quad (22)$$

Значит, разность полинома $A(z)$ и псевдоортогональных форм, полученных согласно (4.5), задаёт величину нормированного следа полинома

$$\begin{cases} \gamma_{n+1}(z) = \left(\alpha_{n+1}(z) - \sum_{j=1}^{n} \gamma_{n+1}^j(z) \right) \bmod p_{n+1}(z), \\ \gamma_{n+2}(z) = \left(\alpha_{n+2}(z) - \sum_{j=1}^{n} \gamma_{n+2}^j(z) \right) \bmod p_{n+2}(z). \end{cases} \quad (23)$$

Если результатом выражения (23) является ноль, то результат, полученный модулярным СП ЦОС, не содержит ошибку, в противном случае в результате вычислений присутствует ошибка. При этом такой избыточный модулярный код способен исправить все однократные ошибки и более 90 процентов двукратных ошибок.

Таким образом, в настоящей работе показана целесообразность использования параллельных вычислений для реализации ЦОС. Применение непозиционных модулярных кодов за счет независимой параллельной обработки малоразрядных остатков позволяет сократить временные затраты на выполнение БПФ по сравнению с позиционным спецпроцессором цифровой обработки сигналов. Кроме того, использование МПК позволяет обеспечить обнаружение и коррекцию ошибок, которые могут возникнуть в процессе функционирования СП ЦОС.

Литература

1. *Rohde & Schwarz*. R&S FSQ-K96 OFDM Vector Signal Analysis with the R&S FSQ Signal Analyzer / Rohde & Schwarz // Product Brochure. – March 2008. – Vol. 1.00.

2. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB / Yong Soo Cho [et al.]. – WILEY, 2010.

3. *Hosseinzadeh M.* A New Moduli Set for Residue Number System. Electrical Engineering, 2007. ICEE'07 / M. Hosseinzadeh, K. Navi, S. Gorgin // International Conference on. 11–12 April 2007. – Pp. 1–6.

4. Элементы компьютерной математики и нейроноинфроматики / Н.И. Червяков и др.; под ред. Н.И. Червякова. – М. : Физматлит, 2003. – 216 с.

5. *Велигоша А.В.* Способ определения оптимального набора коэффициентов адаптивного цифрового фильтра / А.В. Велигоша // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 1. – С. 40–42.

6. *Калмыков И.А.* Применение системы остаточных классов для формирования псевдослучайной функции повышенной эффективности / И.А. Калмыков, О.И. Дагаева // Вестник Сев.-Кав. гос. тех. ун-та. – 2012. – № 3. – С. 26–31.

7. *Калмыков И.А.* Высокоскоростные систолические отказоустойчивые процессоры цифровой обработки сигналов для инфокоммуникационных систем / И.А. Калмыков, А.В. Зиновьев, Я.В. Емарлукова //

Инфокоммуникационные технологии. – 2009. – Т. 7, № 2. – С. 31–37.

8. Математические модели нейросетевых отказоустойчивых вычислительных средств, функционирующих в полиномиальной системе классов вычетов / И.А. Калмыков ; под ред. Н.И. Червякова. – М. : Физматлит, 2005. – 276 с.

9. Модулярный систолический процессор цифровой обработки сигналов с реконфигурируемой структурой / И.А. Калмыков и др. // Вестник Сев.-Кав. федерального ун-та. – 2013. – Вып. 2. – С. 30–34.

10. Сравнительная оценка основных методов коррекции ошибок модулярными кодами для современных информационных систем управления / И.А. Калмыков и др. // Успехи современного естествознания. – 2009. – № 4. – С. 39–40.

11. Коррекция ошибок при ортогональных преобразованиях сигналов в современных информационных технологиях систем управления / И.А. Калмыков и др. // Успехи современного естествознания. – 2009. – № 4. – С. 40–41.

12. Пат. 2453902 Российская Федерация, МПК G 06 F 11/08. Устройство для коррекции ошибок в полиномиальной системе классов вычетов : Калмыков И.А., Щелкунова О.Ю., Барильская А.В., Кихтенко О.А., Дагаева О.И. ; заявитель и патентообладатель Ставрополь Сев.-Кав. гос. технический ун-т (RU). – № 2010127391/08 ; заявл. 02.07.2010 ; опубл. 20.06.2012, Бюл. № 17. – 10 с. : ил.

13. Пат. 2393529 Российская Федерация, МПК G 06 F 11/08. Устройство для коррекции ошибок в полиномиальной системе классов вычетов с использованием псевдоортогональных полиномов : Калмыков И.А., Емарлукова Я.В., Резеньков Д.Н., Барильская А.В., Кихтенко О.А. ; заявитель и патентообладатель Ставрополь Сев.-Кав. гос. технический ун-т (RU). – № 2008103420/09 ; заявл. 29.01.2008 ; опубл. 27.06.2010, Бюл. № 18. – 11 с. : ил.

14. *Велигоша А.В.* Использование интервального номера числа для обнаружения и коррекции ошибок в непозиционных цифровых фильтрах / А.В. Велигоша // Теория и техника радиосвязи : науч.-техн. сб. / ОАО Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2009. – Вып. 4. – С. 79–83.

Статья поступила в редакцию 26 февраля 2014 г.

УДК 621.396.98

ОЦЕНКА ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ ВЫСОКОДИНАМИЧНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГМА-ТОЧЕЧНОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА С НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛЬЮ ДИНАМИКИ ОБЪЕКТА

Х.М. Абдалла, адъюнкт, тел.: 8-951-543-15-42
В.В. Кирюшкин, начальник кафедры, тел.: 8-980-346-74-59
ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Исследована оценка вектора состояния высокодинамичного летательного аппарата (ЛА), получаемая на выходе некогерентного двухэтапного алгоритма обработки сигналов глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС), использующего в качестве сглаживающего фильтра вторичной обработки комплексный дальномерно-доплеровский сигма-точечный фильтр Калмана с нелинейными моделями измерений и нелинейной моделью динамики ЛА.

Ключевые слова: *высокодинамичный летательный аппарат, вектор состояния, глобальная навигационная спутниковая система, сигма-точечный фильтр Калмана, дальномерно-доплеровские измерения, нелинейные модели.*

ESTIMATING STATE VECTOR OF HIGH DYNAMIC AIRCRAFTS USING SIGMA-DOTED KALMAN FILTER WITH NONLINEAR OBJECT DYNAMIC MODEL

Kh.M. Abdalla, postgraduate student, tel.: 8-951-543-15-42
V.V. Kiryushkin, head of department, tel.: 8-980-346-74-59
Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

Estimation of highly dynamic aircraft (A/C) state vector which is received at the output of two-phase incoherent signal processing algorithm of global positioning satellite system (GPSS), which uses complex sigma-pointed Kalman filter as secondary processing smoothing filter with nonlinear measurement models and with nonlinear A/C dynamic model. Our approach in this work based on the unscented Kalman filter with nonlinear aircraft dynamics model and the nonlinear models of range and Doppler GNSS measurements is analyzed in this paper.

Keywords: *highly dynamic aircraft, state vector, global navigation satellite system, sigma-pointed Kalman filter, range and Doppler measurements, nonlinear models.*

Расширенный фильтр Калмана (РФК), используемый на этапе вторичной обработки в навигационной аппаратуре потребителей (НАП) глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС), при интенсивном маневрировании летательного аппарата (ЛА) характеризуется ухудшением точности получаемой оценки вектора состояния [1–2]. Это связано, в первую очередь, с тем, что РФК использует разложение в ряд Тейлора нелинейных функций наблюдения и функции динамики объекта вблизи оценок его вектора состояния. При этом, как правило, ограничиваются первыми двумя членами разложения. Поэтому при интенсивном маневрировании, когда в наибольшей степени проявляется нелинейность функции динамики, ошибки определения вектора состояния ЛА резко возрастают.

Саймон Джулиер и Джеффри Ульманн [3, 4] предложили новый алгоритм фильтрации на основе техники детерминистской выборки unscented transform (UT). Это дает возможность отказаться от линеаризации нелинейностей модели динамики и улучшить качество фильтрации. Чаще всего для обработки сигналов применяется комбинация РФК и UT, которая получила название Unscented Kalman Filter (UKF), или *сигма-точечный фильтр Калмана*.

В [5] было показано, что применение сигма-точечного фильтра Калмана совместно с линейными моделями динамики объекта на основе модели Зингера третьего порядка не дает выигрыша в точности оценки вектора состояния в сравнении с расширенным фильтром Калмана с той же моделью динамики, поскольку при этом нивелируется основное достоинство UKF, связанное с использованием нелинейных моделей.

Помимо того, что используемая в [5] модель линейна, в ее рамках предполагается, что ускорения ЛА по отдельным координатам геоцентрической прямоугольной системы *OXYZ* представляют

собой независимые марковские процессы с корреляционной функцией, зависящей от маневренных свойств ЛА. При этом совершение маневра по каждой оси координат считалось равновероятным.

На практике вектор мгновенной скорости ЛА направлен по касательной к траектории его полета и численно равен производной от длины пути по времени. Проекции вектора мгновенной скорости на оси координат геоцентрической прямоугольной системы *OXYZ* коррелированны и определяются модулем самого вектора мгновенной скорости ЛА, а также его азимутальным и зенитным углами в выбранной системе координат. Модуль вектора мгновенной скорости ЛА определяется его тангенциальным ускорением, которое можно считать марковским процессом с корреляционной функцией, зависящей от маневренных свойств ЛА. В этом случае сохраняется нелинейность функции динамики ЛА, и можно сократить размерность оцениваемого вектора состояния ЛА и дополнительно оценивать угловые координаты вектора его скорости, которые в пределах интервала дискретизации можно считать постоянными.

В настоящей работе исследована оценка вектора состояния высокодинамичного ЛА на этапе маневра, получаемая на выходе некогерентного двухэтапного алгоритма обработки сигналов ГНСС, использующего в качестве сглаживающего фильтра вторичной обработки комплексный дальномерно-доплеровский сигматочечный фильтр совместно с нелинейными моделями измерений и нелинейной моделью динамики ЛА [6–7]. Исследование проведено в сравнении с аналогичным фильтром, использующим линейную модель динамики объекта [8].

1. Модель динамики ЛА

Предлагаемая в настоящей работе нелинейная модель динамики объекта характеризуется тем, что модуль вектора мгновенной скорости ЛА непостоянен и зависит от тангенциального ускорения ЛА. Само тангенциальное ускорение в соответствии с моделью Зингера [7] представляется марковским случайным процессом с корреляционной функцией, зависящей от маневренных свойств ЛА, и по направлению совпадает с вектором скорости. Координаты ЛА зависят от модуля вектора мгновенной скорости и его ориентации. При этом значения зенитного θ и азимутального φ углов вектора радиальной скорости в геоцентрической системе координат в пределах интервала дискретизации можно считать постоянными.

Для построения нелинейной динамической модели рассмотрим вектор мгновенной скорости центра массы ЛА $\vec{V}_r$ и его проекции v_x, v_y, v_z в прямоугольной геоцентрической системе координат *OXYZ*:

$$\left.\begin{aligned} v_x &= V_r \sin\theta\cos\varphi, \\ v_y &= V_r \sin\theta\sin\varphi, \\ v_z &= V_r \cos\theta, \end{aligned}\right\} \text{ где } 0 \le \theta \le \pi,\ 0 \le \phi \le 2\pi, \qquad (1)$$

$$\left.\begin{aligned} V_r &= \sqrt{v_x^2 + v_y^2 + v_z^2}, \\ \theta &= \arccos\left(\frac{v_z}{\sqrt{v_x^2 + v_y^2 + v_z^2}}\right), \\ \varphi &= \operatorname{arctg}\left(\frac{v_x}{v_y}\right). \end{aligned}\right\}. \qquad (2)$$

В этом случае вектор состояния целесообразно представить в виде $\mathbf{q} = \left[x,\ y,\ z,\ \theta,\ \varphi,\ V_r,\ a_t\right]^T$ совокупности трех составляющих координат, двух углов ориентации вектора мгновенной скорости, модуля мгновенной скорости и модуля тангенциального ускорения.

Производная по времени от вектора состояния может быть представлена в виде

$$\frac{\delta\mathbf{q}}{\delta t} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\varphi} \\ \dot{V}_r \\ \dot{a}_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_r \sin\theta\cos\varphi \\ V_r \sin\theta\sin\varphi \\ V_r \cos\theta \\ 0 \\ 0 \\ a_t \\ -\alpha a_t \end{bmatrix}. \qquad (3)$$

Учитывая, что $\mathbf{q}(t+T) = \mathbf{q}(t) + \int_t^{t+T} \frac{d\mathbf{q}}{dt} dt$, вектор-функцию динамики состояния ЛА можно представить в виде

$$\mathbf{\Phi}(T, \alpha, \mathbf{q}) = \begin{bmatrix} x + V_r \sin\theta\cos\varphi T \\ y + V_r \sin\theta\sin\varphi T \\ z + V_r \cos\theta T \\ \theta \\ \varphi \\ V_r + aT \\ a_t(1 - \alpha T) \end{bmatrix}, \qquad (4)$$

где α – величина, обратная постоянной времени маневра (ширина спектра траекторных флуктуаций). Тогда уравнение движения ЛА в дискретном виде с шагом дискретизации T для j-го момента времени будет иметь вид

$$\mathbf{q}_j = \mathbf{\Phi}\left(T,\, \alpha,\, \mathbf{q}_{j-1}\right) + \mathbf{u}_j, \qquad (5)$$

где $\mathbf{u}_j = [u_1,\, u_2,\, u_3,\, u_4,\, u_5,\, u_6,\, u_7]^T$ – неучитываемые воздействия (возмущения траектории ЛА), представляющие собой аддитивный дискретный белый гауссовский шум вектора состояния с ковариационной матрицей

$$\mathbf{U}_j = E\left[\mathbf{u}_j \mathbf{u}_j^T\right] = \begin{bmatrix} \nu_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \nu_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \nu_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \nu_{44} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \nu_{55} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \nu_{66} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \nu_{77} \end{bmatrix}. \qquad (6)$$

Успех решения задачи фильтрации вектора состояния ЛА во многом зависит от адекватности выбора параметров ковариационной матрицы формирующего шума.

2. Модель навигационных измерений

Уравнение i-го канала измерения дальности и радиальной скорости в НАП ГНСС имеет вид [6]

$$r_i = r_{0i} + \delta r_\varphi + \omega_{ri}, \qquad (7)$$

$$\dot{r}_i = r_i^{-1}\left[\left(x_{ci} - x\right)\left(v_{xci} - v_x\right) + \left(y_{ci} - y\right)\left(v_{yci} - v_y\right) + \left(z_{ci} - z\right)\left(v_{zci} - v_z\right)\right] + \delta\dot{r}_\varphi + \dot{\omega}_{ri}, \qquad (8)$$

где $r_{0i} = \left[\left(x_{ci} - x\right)^2 + \left(y_{ci} - y\right)^2 + \left(z_{ci} - z\right)^2\right]^{1/2}$ – истинное значение дальности от ЛА до i-го навигационного спутника (НС);

$x,\, y,\, z,\, v_x,\, v_y,\, v_z$ – координаты и составляющие скорости ЛА;

$x_{ci},\, y_{ci},\, z_{ci},\, v_{xci},\, v_{yci},\, v_{zci}$ – координаты и составляющие скорости i-го НС;

δr_φ, $\delta\dot{r}_\varphi$ – поправка к дальности и радиальной скорости из-за расхождения фаз и частот генераторов НАП и НС;

ω_{ri}, $\dot{\omega}_{ri}$ – погрешность измерения радионавигационного параметра дальности и радиальной скорости.

Считая шкалы времени приемника и спутников синхронными, исходя из (7) и (8), обобщенное уравнение наблюдения для всех N спутников, находящихся в зоне радиовидимости НАП, можно представить в виде нелинейного уравнения

$$\mathbf{R}_j = \mathbf{\Psi}\left(\mathbf{q}_j, \mathbf{Q}_j\right) + \mathbf{w}_j, \qquad (9)$$

где $\mathbf{R}_j$ – $2N$-мерный вектор измерения;

$\mathbf{w}_j$ – $2N$-мерный вектор шумов измерения с ковариационной матрицей $\mathbf{W}_j = E\left[\mathbf{w}_j \mathbf{w}_j^T\right]$;

$\mathbf{Q}_j$ – вектор состояния НС в j-й момент времени.

3. Сигма-точечный фильтр Калмана

Сигма-точечный фильтр Калмана, подробно описанный в [3, 4, 5, 8], в отличие от расширенного фильтра Калмана использует технику детерминистской выборки (unscented transform). Данный подход подразумевает формирование некоего минимального набора точек (сигма-точек) вокруг оценок вектора состояния и его ковариационной матрицы на текущем $(j-1)$-м шаге. Эти точки подставляют в нелинейную вектор-функцию динамики состояния ЛА $\mathbf{\Phi}\left(T, \alpha, \mathbf{q}\right)$, а затем путем взвешенного суммирования результатов трансформации получают наилучшие оценки математического ожидания и ковариационной матрицы прогноза. Дальнейшая обработка соответствует алгоритму РФК с формированием сглаженной оценки вектора состояния ЛА $\mathbf{q}^*_{j|j}$ и вычислением ковариационной матрицы $\mathbf{K}^*_{j|j}$ погрешностей сформированной сглаженной оценки [8].

4. Исследование оценки вектора состояния высокодинамичного ЛА

Исследование оценки вектора состояния было проведено на основе обработки данных траектории и параметров полета высокодинамичного самолета типа Су-37, сформированных в результате моделирования в среде авиасимулятора FlightGear.

На рис. 1 показана истинная траектория ЛА по оси X, а также динамика изменения скорости и ускорения ЛА по этой оси. Видно, что этапы полета с наибольшей интенсивностью маневра приходятся на интервалы времени 160–170 с и 320–340 с.

При моделировании измерений было выбрано среднеквадратическое отклонение (СКО) ошибки измерений псевдодальности по каждому каналу $\sigma_{wr} = 10$ м и псевдоскорости $\sigma_{w\dot{r}} = 0.1$ м/с. Считалось, что шкалы времени приемника и спутников синхронны.

Для оценки вектора состояния ЛА использовался описанный выше алгоритм, при этом были выбраны следующие значения элементов ковариационной матрицы формирующих шумов модели динамики ЛА: $\nu_{11} = \nu_{22} = \nu_{33} = 0.1$ м^2, $\nu_{44} = \nu_{55} = 0.000429$ град^2, $\nu_{66} = 0.09021375$ м^2/с^2. Считалось, что возмущения траектории ЛА некоррелированы.

Временная зависимость абсолютной радиальной погрешности формируемой оценки координат $\Delta R = \left[(x^* - x)^2 + (y^* - y)^2 + (z^* - z)^2 \right]^{1/2}$, где x, y, z – истинные координаты ЛА, x^*, y^*, z^* – оценки координат, показана на рис. 4. На этом же рисунке штрихпунктирной линией показана динамика изменения СКО формируемой оценки $2\sigma_R$, где $\sigma_R = \left[\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2 \right]^{1/2}$, $\sigma_x^2, \sigma_y^2, \sigma_z^2$ – элементы формируемой ковариационной матрицы $\boldsymbol{K}^*_{j|j}$ погрешностей.

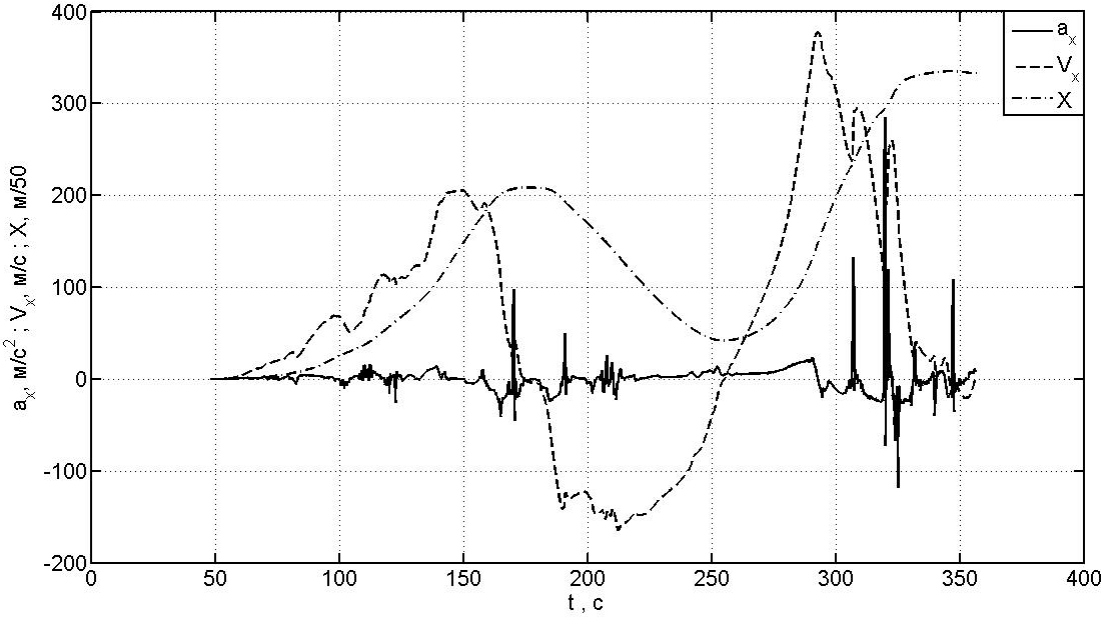


Рис. 1. Координата, скорость и ускорение ЛА по оси X

Сравнение оценки вектора состояния ЛА по координате и по составляющей скорости по оси X с истинной траекторией показывает высокую степень точности формируемой оценки (рис. 2–3).

На рис. 2 представлен количественный показатель точности формируемой оценки в виде временной зависимости абсолютной погрешности $\Delta x = x^* - x$ (сплошная линия), где x – истинное значение координаты X ЛА. На этом же рисунке показана динамика изменения СКО формируемой оценки по координате X $2\sigma_x$ (штриховая линия), где σ_x^2 – элемент формируемой ковариационной матрицы $\mathbf{K}^*_{j|j}$ погрешностей. Анализ рис. 2 показывает, что точность формируемой оценки соответствует расчетному уровню $\Delta x \le 2\sigma_x$ даже на этапах полета с интенсивным маневрированием и не превышает 3 м. При этом математическое ожидание ошибки по координате составляет 1.77 м.

Аналогичная картина наблюдается и для оценки вектора состояния по составляющей скорости V_x (рис. 3). При этом абсолютная погрешность $\Delta V_x = V_x^* - V_x$ (сплошная линия) не пре-

вышает уровня 0.4 м/с. Математическое ожидание ошибки по скорости составляет 0.16 м/с.

Анализ рис. 4 показывает, что точность формируемой оценки соответствует расчетному уровню ($\Delta R \le 2\sigma_R$ и не превышает 4.5 м. Необходимо отметить, что незначительное увеличение радиальной погрешности (до 5 м) на интервалах 190–195 с и 260–270 с не связано с маневром ЛА.

Сравнение оценки вектора состояния ЛА, полученной на выходе сигма-точечного дальномерно-доплеровского фильтра Калмана с использованием нелинейной модели динамики ЛА (рис. 4), с оценкой вектора состояния ЛА на выходе того же фильтра при использовании линейной модели динамики ЛА [8] (рис. 5) показывает, что применение нелинейной модели динамики ЛА для сигма-точечного *UKF*-фильтра обеспечивает повышение точности получаемой оценки вектора состояния почти в 2 раза. Кроме того, получаемая оценка вектора состояния инвариантна к маневру воздушного судна.

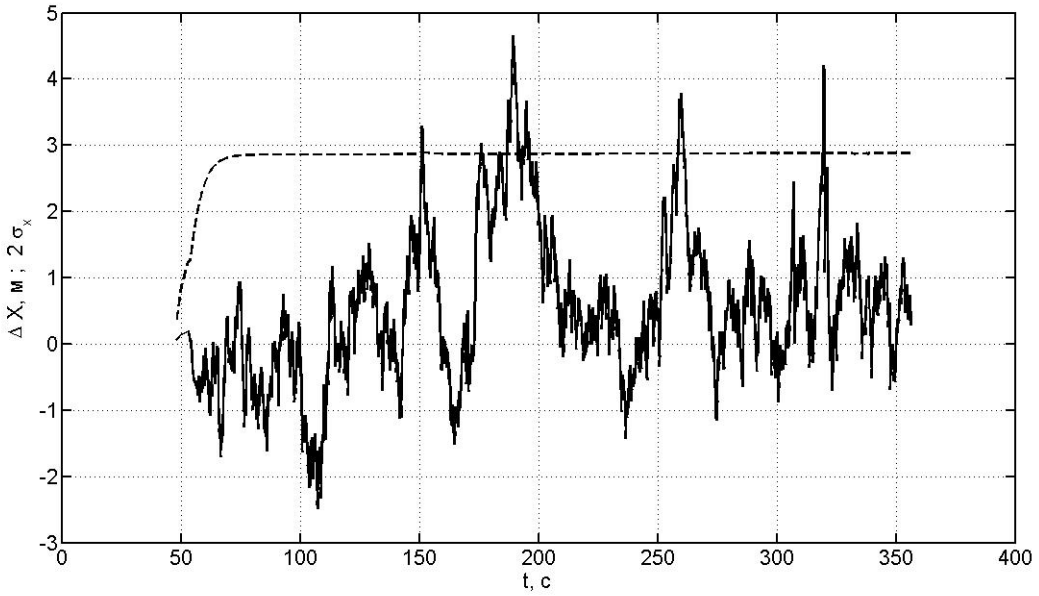


Рис. 2. Точность формируемой оценки вектора состояния ЛА по оси *X*

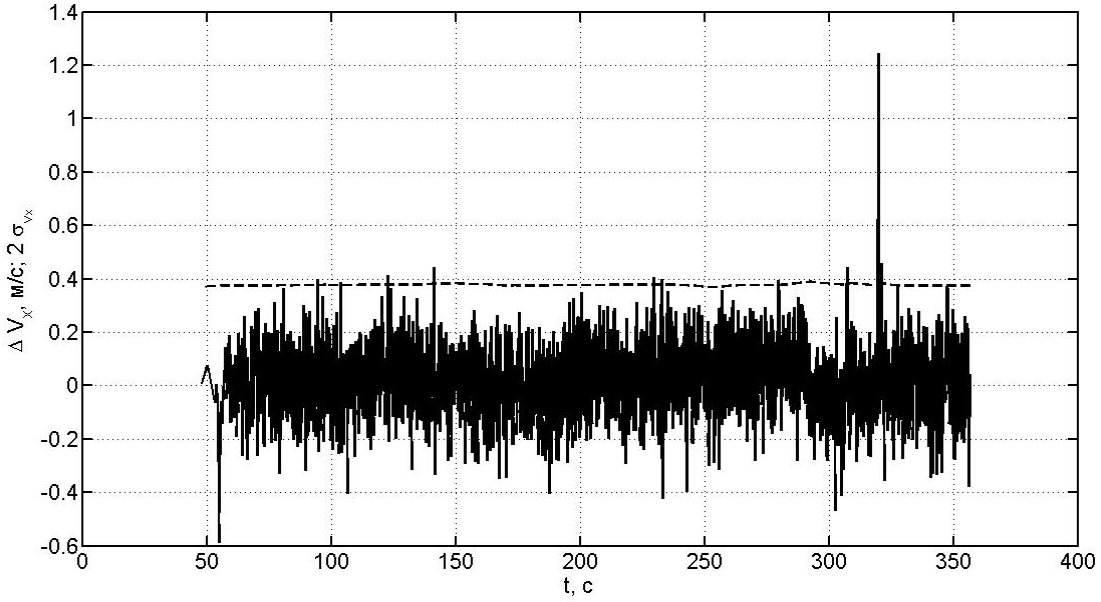


Рис. 3. Точность оценки по составляющей скорости V_x

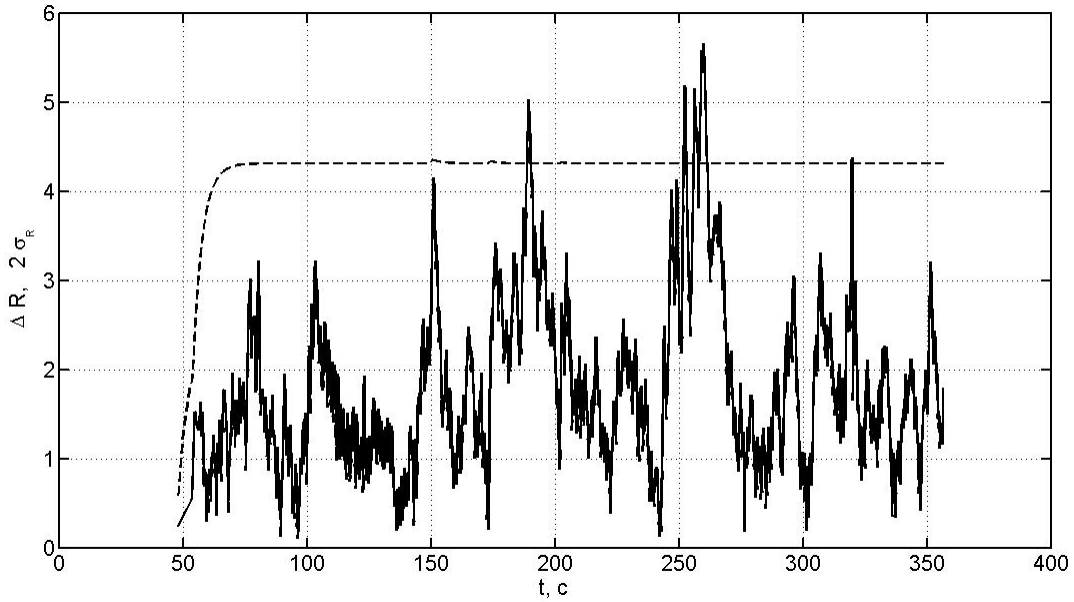


Рис. 4. Радиальное отклонение точки оценки местоположения ЛА от его истинного положения

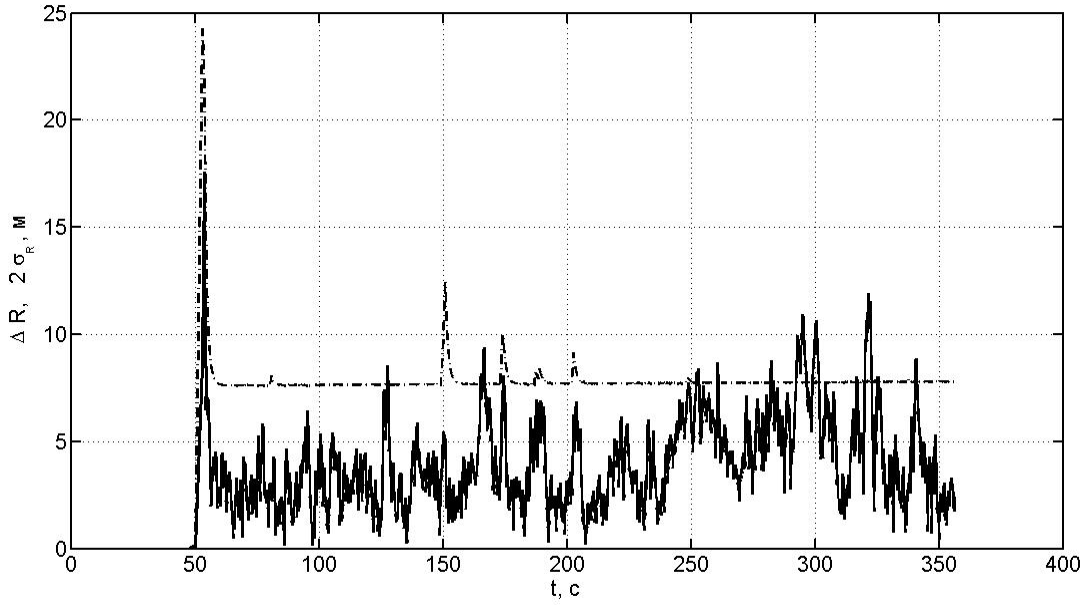


Рис. 5. Радиальная ошибка оценки координат при использовании линейной модели динамики ЛА (из [8])

Заключение

Проведенные исследования показали, что применение нелинейной модели динамики ЛА и нелинейной модели измерений совместно с комплексным дальномерно-доплеровским UKF-фильтром оказалось весьма эффективным и обеспечивает повышение точности получаемой оценки вектора состояния почти в 2 раза по сравнению с фильтром с линейной моделью динамики ЛА. При этом получаемая оценка вектора состояния практически не зависит от маневра воздушного судна.

В настоящей работе была проведена оценка возможности реализации разработанного алгоритма в современных микропроцессорных системах как основы перспективной аппаратуры потребителей ГНСС. Так, вычислительная система на основе процессора Intel Core i5 обрабатывает траекторию ЛА длительностью 3000 временных отсчетов за 33 с. Таким образом, длительность получения оценки вектора состояния для каждого отсчета составляет 11 мс, что вполне приемлемо для современных приемников ГНСС.

Таким образом, предложенный комплексный дальномерно-доплеровский сигма-точечный фильтр Калмана с нелинейной моделью динамики ЛА и нелинейной моделью измерений целесообразно использовать в качестве сглаживающего фильтра вторичной обработки некогерентного двухэтапного приемника сигналов глобальной навигационной спутниковой системы.

Литература

1. *Wang Jian-Guo*. Test Statistics in Kalman Filtering / Jian-Guo Wang // Journal of Global Positioning Systems. – 2008. – Vol. 7, № 1. – Pp. 81–90.

2. *Абдалла Х.М.* Оценка вектора состояния высокодинамичных летательных аппаратов по сигналам ГНСС с использованием расширенного фильтра Калмана / Х.М. Абдалла, В.В. Кирюшкин, В.И. Костылев // Радиолокация, навигация и связь : XIX междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 16–18 апреля 2013 г. – Воронеж, 2013. – Т. 3. – С. 1958–1969.

3. *Julier S.J.* A new extension of the Kalman filter to nonlinear systems / S.J. Julier, J.K. Uhlmann // Proc. AeroSense : 11th Int. Symp. Aerospace / Defense Sensing, Simulation and Controls. – 1997. – Pp. 182–193.

4. *Julier S.J.* Unscented Filtering and Nonlinear Estimation / S.J. Julier, J.K. Uhlmann // Proceedings of the IEEE. – March 2004. – Vol. 92, № 3. – Pp. 401–422.

5. *Абдалла Х.М.* Оценка вектора состояния высокодинамичных летательных аппаратов с использованием неследящего фильтра Калмана (Unscented Kalman filter UKF) / Х.М. Абдалла, В.В. Кирюшкин // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. ; под ред. Г.Я. Шайдурова ; Сибирский федер. ун-т. – Красноярск, 2013. – С. 113–118.

6. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шебшаевич [и др.]. – М. : Радио и связь, 1993. – 408 с.

7. *Singer R.A.* Estimating Optimal Tracking Filter Performance for Manned Maneuvering Targets / R.A. Singer // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1970. – Vol. AES-6, № 4. – Pp. 473–783.

8. *Абдалла Х.М.* Оценка вектора состояния высокодинамичных летательных аппаратов с использованием дальномерно-доплеровского неследящего фильтра Калмана / Х.М. Абдалла, В.В. Кирюшкин // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 3. – С. 97–103.

Статья поступила в редакцию 14 марта 2014 года

УДК 539.612: 620.1

ВНУТРЕННИЕ НАПРЯЖЕНИЯ В НАНОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНКАХ Ag-Cu

М.А. Босых, инж., ФГБОУ ВПО «Воронежский гос. тех. ун-т», e-mail: makcbosikh@list.ru
С.Б. Кущев, д. ф-м. н., зав. лаб., ФГБОУ ВПО «Воронежский гос. тех. ун-т», e-mail: kushev_sb@mail.ru
О.А. Лукин, к. ф.-м. н., доцент, ФГБОУ ВПО «Московский гос. ун-т путей сообщения», e-mail: rnileme@mail.ru

Проведены исследования структуры, фазового состава и макроскопических напряжений в нанокристаллических пленках Ag-Cu, полученных вакуумной конденсацией. Установлено, что исходные пленки представляют смесь аморфной и нанокристаллических фаз твердых растворов на основе Ag и Cu и имеют высокие значения макроскопических напряжений (σ = 7,6 МПа). Показано, что при изохорическом трехступенчатом отжиге пленок происходит релаксация напряжений в результате расслоения твердых растворов с образованием фаз Ag и Cu и увеличением размера зерен.

Ключевые слова: *пленки, серебро, медь, рентгеновская дифрактометрия, структура, фазовый состав, внутренние напряжения.*

INTERNAL STRESSES IN NANOCRYSTALLINE FILMS OF Ag-Cu

M.A. Bosikh, engineer, FSEI HP «Voronezh State Technical University», e-mail: makcbosikh@list.ru
S.B. Kushchev, D.D. in Physics and Mathematics, head of laboratory, FSEI HP «Voronezh State Technical University», e-mail: kushev_sb@mail.ru
O.A. Lukin, Ph.D. in Physics and Mathematics, associate professor, FSEI HP «Moscow State University of Railway Transport», e-mail: rnileme@mail.ru

Researches on structure, phase composition and macroscopic stress in nanocrystalline films of Ag-Cu obtained by vacuum condensation have been investigated. It has been found that original films are a mixture of amorphous and nanocrystalline phases of solid solutions on the basis of Ag and Cu, and have high values of macroscopic stress (σ = 7,6 MPa). It has been shown that the three-step annealing films leads to isochoric stress relaxation as a result of solid solution separation with the formation of Ag and Cu phases and increasing of grain size.

Keywords: *films, silver, copper, X-ray diffraction, structure, phase composition, internal stress.*

Интерес к нанокристаллическим пленкам Ag-Cu вызван, с одной стороны, возможностью использования их в качестве межсоединений, устойчивых к электромиграции в интегральных кремниевых устройствах [1], с другой, двойная система Ag-Cu является хорошим объектом для исследования различных процессов, протекающих в нанокристаллических двухкомпонентных материалах практически с несмешиванием компонентов в условиях термодинамического равновесия.

Анализ работ показывает, что достаточно большое количество исследований посвящено таким вопросам, как синтез нанокристаллических пленок Ag-Cu различными методами [2–3], образование метастабильных фаз перенасыщенных растворов данной системы [4], влияние концентрации на структуру и твердость пленок [5] относительно хорошо изучены. В то же время известно, что эволюция структуры, а следовательно, и функциональные свойства пленок зависят от внутренних напряжений, возникающих в результате структурных и других факторов несоответствия между сопрягающими кристаллическими решетками материалов [6, 7]. Однако объем сведений о напряжениях, возникающих в нанокристаллических пленках Ag–Cu, ограничен.

Цель данной работы – определение внутренних макронапряжений в нанокристаллических пленках Ag-Cu, сконденсированных на поверхности гетероструктуры SiO_2/(111).

Методика эксперимента

Измерения внутренних макронапряжений в пленках Ag-Cu проводили методом рентгеновской дифрактометрии на дифрактометре ДРОН 4.0 с фокусировкой по Брэггу-Брентано в излучении $Fe_{k\alpha}$.

Для расчета макронапряжений в пленках Ag-Cu сначала определяли угол 2Θ межплоскостного расстояния d_{511} монокристаллической пластины Si, на которой с одной стороны термическим оксидированием был нанесен слой SiO_2 толщиной около 0,5 мкм. Потом методом термического испарения из двух источников одновременно на

 ISSN 1995-7009

поверхность SiO_2 конденсировали пленки Ag-Cu толщиной ~1,6 мкм при температуре подложек $T_П$ = 300 К и снова определяли угол 2Θ для d_{511}. Скорость конденсации ~30 нм/с обеспечивала состав пленок, близкий к эквиатомной. Толщину пленок измеряли на микроинтерферометре МИИ-4. Затем гетероструктуры пленок Ag-Cu/SiO_2/(111)Si подвергали 3-х ступенчатому изохорическому отжигу ($T_{отж}$ = 370, 470, и 570 К; время каждого цикла 15 мин.) в вакууме $2–5\cdot10^{-4}$ Па и опять определяли угол 2Θ для d_{511} кремния.

На каждом этапе работы методом ПЭМ (ЭМВ-100БР) проводили исследования фазового состава и структуры пленок Ag-Cu. Для этого одновременно с толстыми пленками конденсировали тонкие пленки толщиной 0,1 мкм, которые затем отделяли от подложек SiO_2 с помощью желатина и после промывки в дистиллированной воде помещали на электронно-микроскопическую сетку.

Результаты и обсуждение

Поскольку в реальных образцах напряженное состояние является объемным, обобщенный закон Гука записывается через напряжения и деформации в главных направлениях. Напряженное состояние образца определяется тремя главными нормальными напряжениями σ_1, σ_2, σ_3. Направление σ_3 перпендикулярно поверхности образца, а σ_1 и σ_2 действуют в плоскости образца [9, 10].

В нашем случае образец не подвергается внешним воздействиям (напряжения остаточные), поэтому на поверхности выполняется условие равновесия $\sigma_3 = 0$.

Рентгеновские лучи проникают в образец на глубину порядка десятка микрометров, т.е. на малую часть его толщины, и с достаточной точностью можно считать, что в этом тонком приповерхностном слое $\sigma_3 \approx 0$, а напряженное состояние определяется суммой главных напряжений $\sigma_1 + \sigma_2$, действующих в плоскости поверхности. В этом случае остаточные макронапряжения определяются:

$$\varepsilon_\perp = \varepsilon_3 = -\mu/E\left(\sigma_1 + \sigma_2\right) = -\operatorname{ctg}\theta_0 \Delta\theta, \qquad (1)$$

где μ – коэффициент Пуассона, E – модуль Юнга (в нашем случае E = 73 ГПа и μ = 0,07 [11]).

В таблице приведены режимы получения и обработки пленок Ag-Cu, а также данные расчета напряжений по результатам рентгеновской дифрактометрии.

Таблица

Режимы получения и обработки пленок Ag-Cu, данные рентгеновской дифрактометрии и рассчитанные по формуле (1) значения напряжений

Режимы получения и обработки пленок		Δθ, град./рад.	$(\sigma_1 + \sigma_2)$, МПа
Исходные, $T_П$ = 300 К		0,4/0,00698	7,6
Отжиг в вакууме $2–5\cdot10^{-4}$ Па		0,2/0,00349	5,5
Т, К	Время (t), мин.		
370	15		
470	15	0,27/0,00471	5,2
570	15	0,3/0,00524	3,5

В исходном состоянии напряжения, обусловленные как структурным, так и термическим фактором, составили при толщине (h) пленки Ag-Cu ~1,6 мкм σ = 7,6 МПа. В результате 3-ступенчатого изохорического отжига в вакууме наблюдается уменьшение σ от 7,6 до 3,5 МПа соответственно (рис. 1). Дальнейший отжиг не приводит к изменению величины σ.

Для выяснения причин, приводящих к уменьшению напряжений в пленках Ag-Cu при изохорическом отжиге, были проведены исследования фазового состава и структуры пленок Ag-Cu. Исследование методом ПЭМ тонких пленок (толщина ~0,1 мкм) показало, что они представляют смесь аморфной и нанокристаллических фаз (рис. 2).

На электронограмме (рис. 2а) присутствует сильное диффузионное кольцо, которое представляет собой суперпозицию двух колец, соответствующих двум нанокристаллическим фазам. Анализ электронограмм показал, что в пленках содержатся две нанокристаллические ГЦК фазы с параметрами решетки $a_1 = 0,371 \pm 0,002$ нм и $a_2 = 0,395 \pm 0,002$ нм (рис. 2а). Полученные значения параметров отклоняются от параметров решеток Cu

($a_{Cu} = 0{,}3615$ нм [12]) и Ag ($a_{Ag} = 0{,}4086$ нм [12]) в сторону соответствующих твердых растворов на основе Cu и Ag. Оценка содержания растворенных элементов показала, что в твердом растворе на основе Cu содержится 20 ат. % Ag, а в твердом растворе на основе Ag содержится 28 ат.% Cu. Полученный результат коррелирует с данными рентгеновской дифрактометрии. В результате темнопольного анализа (рис. 2в) установлено, что размер наночастиц твердых растворов составляет 1–8 нм. Оценка по ширине колец также показала, что средний размер частиц ~5 нм.

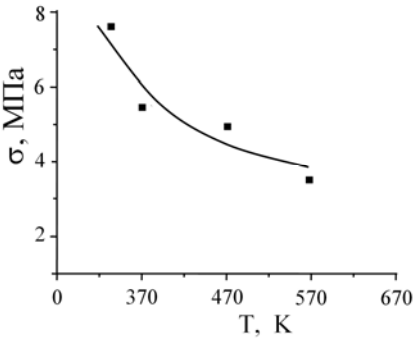
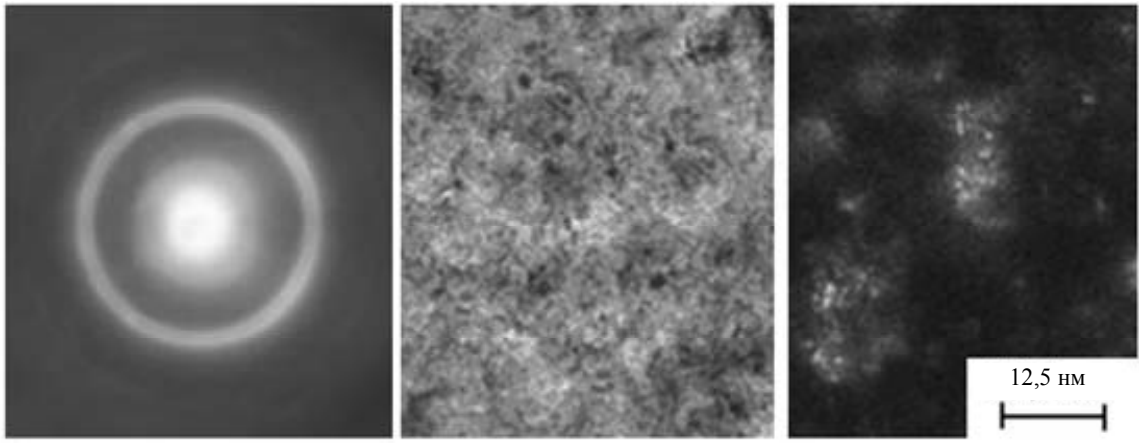


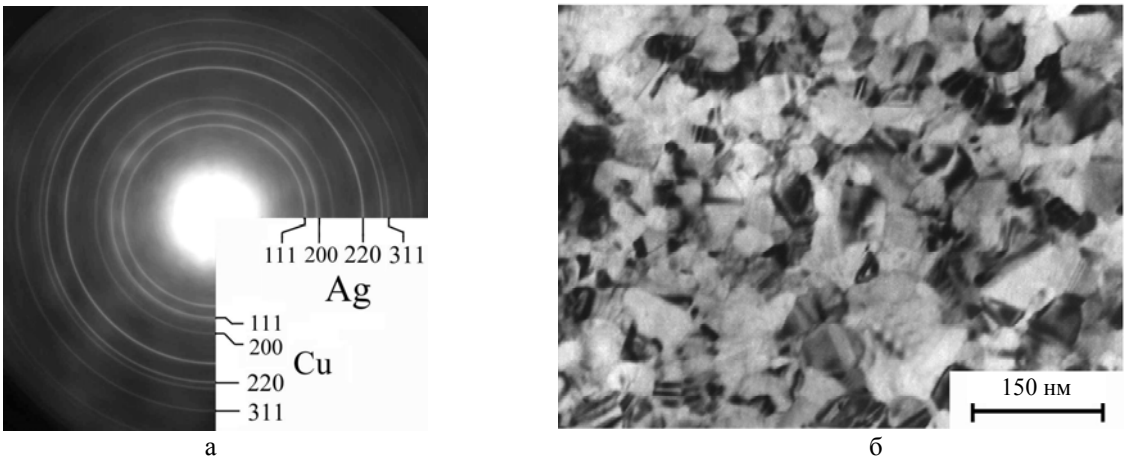
Рис. 1. Кривая зависимости макронапряжений в гетероструктуре пленки Ag-Cu/SiO_2 / (111) Si от $T_{отж}$ (изохорический отжиг, t = 15 мин.)



а б в

Рис. 2. Электронограмма (а), светлопольное (б) и темнопольное (в) ПЭМ-изображения пленочной гетероструктуры Ag-Cu, сконденсированной на поверхности гетероструктуры SiO_2/Si при $T_П$ = 300 К

На рис. 3 приведены электронограмма и микрофотографии пленочных гетероструктур Ag-Cu, прошедших трехступенчатый изохорический отжиг.



а б

Рис. 3. Электронограмма (а) и светлопольное (б) ПЭМ изображение пленочных гетероструктур Ag-Cu, прошедших трехступенчатый термический отжиг ($T_{отж}$ = 370, 470, и 570 К; время каждого цикла 15 мин.)

Как видно из электронограммы (рис. 3а), в результате изохорического отжига происходит расслоение твердых растворов и образование фаз Ag и Cu. При этом наблюдается увеличение

размера зерен. Темнопольный анализ показал, что размер зерен меди составляет 6–12 нм, а серебра 8–30 нм.

Таким образом, макроскопические напряжения в пленках Ag-Cu, полученных при $T_П = 300$ К, связаны с образованием твердых растворов на основе Ag и Cu с взаимной растворимостью элементов, превышающей равновесные значения, и с образованием нанокристаллической субструктуры пленок. При изохорическом трехступенчатом отжиге релаксация напряжений в пленках происходит в результате расслоения твердых растворов с образованием фаз Ag и Cu и увеличением размера зерен.

Работа поддержана грантом Минобрнауки РФ «Проведение научно-исследовательских работ».

Литература

1. Thermo-mechanical behavior and microstructural evolution of electrochemically deposited low-alloyed Cu(Ag) thin films / S. Strehle [et al.] // Microelectronic Engineering. – 2004. – Vol. 76, № 1–4. – Pp. 205–211.

2. Кинетика диффузионного расслоения при росте пленок двухкомпонентных металлических систем с ограниченной взаимной растворимостью / В.М. Иевлев и др. // ФММ. – 2000. – Т. 90, № 2. – С. 72–76.

3. *Sheng H.W.* The competing crystalline and amorphous solid solutions in the Ag-Cu system / H.W. Sheng, G. Wilde, E. Ma // Acta Mater. – 2002. – Vol. 50. – Pp. 475–488.

4. Influence of synthesis conditions on the nanostructure of immiscible copper-silver alloy thin films / S. Gohil [et al.] // Scripta Materialia. – 2008. – Vol. 58. – Pp. 842–845.

5. Structure and mechanical properties of Cu-Ag nanocomposite films / F. Misják [et al.] // Thin Solid Films. – 2008. – Vol. 516. – Pp. 3931–3934.

6. *Spaepen F.* Interfaces and Stresses in Thin Films / F. Spaepen // Acta Materialia. – 2000. – Millenium Issue. – Vol. 48. – Pp. 31–42.

7. *Ovid'ko I.A.* Misfit dislocations in nanocomposites with quantum dots, nanowires and their ensembles / I.A. Ovid'ko, A.G. Sheinerman // Adv. Phys. – 2006. – Vol. 55, № 7–8. – Pp. 627–89.

8. *Александров К.С.* Анизотропия упругих свойств минералов и горных пород / К.С. Александров, Г.Т. Продайвода // Новосибирск : Издательство СО РАН. – 2000. – 354 с.

9. *Комяк Н.И.* Рентгеновские методы и аппаратура для определения напряжений / Н.И. Комяк, Ю.Г. Мясников // Л. : Машиностроение, 1982. – 87 с.

10. *Васильев Д.М.* Современное состояние рентгеновского способа измерения макронапряжений / Д.М. Васильев, В.В. Трофимов // Заводская лаборатория. – 1984. – Т. 50. – С. 20–29.

11. *Александров К.С.* Упругие свойства минералов и горных пород / К.С. Александров, Г.Т. Продайвода // Новосибирск : Изд-во СО РАН. – 2000. – 354 с.

12. Powder Diffraction File. Alphabetical Index Inorganic Compounds. – Pensilvania : ICPDS, 1997.

Статья поступила в редакцию 28 февраля 2014 г.

УДК 621.394.74

РАЗРАБОТКА МЕТОДА РЕАЛИЗАЦИИ СТЕГАНОГРАФИЧЕСКОЙ ВМЕСТИМОСТИ ГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

Д.А. Велигоша, к.т.н., зам. нач. отд. ЦСКО ОАО «Сбербанк России», e-mail: aveligosha@mail.ru
Н.А. Кулик, студент, Ставропольский ин-т управления, e-mail: nikita.kylik@mail.ru

Разработан метод расчета стеганографической вместимости графической информации, рассматривающий ее как динамическую систему с изменяющимися параметрами. Данный метод позволяет определить максимальный объем файла-контейнера при сжатии графической информации.

Ключевые слова: *графическая информация, стеганографическая вместимость, фрактальное сжатие, степень сжатия графической информации.*

METHOD REALIZATION DEVELOPMENT FOR STEGANOGRAPHY CAPACITY OF GRAPHIC INFORMATION

D.A. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, deputy head of department, Sberbank of Russia (Stavropol), e-mail: aveligosha@mail.ru
N.A. Kulik, student, Stavropol Management Institute, e-mail: nikita.kylik@mail.ru

Method for calculating steganographic capacity of graphic information, which considers it as dynamic system with variable parameters is developed. This method allows to determine the maximum capacity of container file during graphic information compression.

Keywords: *graphic information, steganographic capacity, fractal compression, the compression ratio of graphic information.*

Проблема передачи и хранения информации, представленной в цифровом виде, является одной из самых важных в областях, где используется вычислительная техника. Для получения компактного представления данных используются различные технологии сжатия. Их применение позволяет получить значительный выигрыш в ресурсах при эксплуатации носителей информации и повысить эффективность передачи данных по каналам связи.

Алгоритмы сжатия занимают значительное место в теории цифровой обработки изображений. Это связано с тем, что требуется для хранения изображений, представленных в цифровой форме, довольно большой объем памяти, а на передачу их по каналам связи требуется значительное время. Так, для хранения изображения с Full HD разрешением 1920×1080 пикселей и 24 битами на отсчет требуется 5,93 Мбайт памяти. Чтобы передать его по типовому телекоммуникационному каналу со скоростью 1 Мбит/с, понадобится около 40 секунд. В [1] показано, что такое время передачи не соответствует предъявляемым требованиям.

Количество информационных потоков в современном мире растет быстрее, чем объемы запоминающих устройств, предназначенных для хранения данных, и пропускная способность линий и каналов связи. Самым рациональным решением этой проблемы является использование сжатия информации, предназначенной для хранения и передачи по каналам связи. При этом не возникает необходимости в ограничении количества информации, зачастую приводящем к снижению разрешающей способности данных и, как следствие, к ухудшению ее качества. Это решение позволяет в несколько раз сократить требования к объему устройств, предназначенных для хранения данных, и к пропускной способности каналов связи без дополнительных затрат.

Условиями его применимости является избыточность информации и возможность применения специального программного обеспечения или аппаратных средств в источнике и в приемнике информации. Как правило, на практике оба эти условия удовлетворяются. Именно вследствие необходимости сокращения количества информации методы сжатия достаточно широко распространены на практике. Однако существуют две проблемы. Во-первых, широко используемые методы сжатия, как правило, устарели и не обеспечивают достаточной степени сжатия, в то же время они встроены в большое количество программных продуктов и библиотек и поэтому

 ISSN 1995-7009

будут использоваться еще достаточно долгое время. Во-вторых, проблемой является частое применение методов сжатия, не соответствующих характеру данных [2]. При передаче большого количества изображений временные затраты становятся существенными и в некоторых случаях критичными [3].

Из вышесказанного следует, что существует необходимость разработки методов обработки графической информации, которые бы эффективно сжимали ее различные классы и имели бы более высокие показатели качества, чем существующие методы обработки.

Противоречие на практике заключается в том, что существующие методы обработки (сжатия/восстановления) графической информации не обеспечивают выполнение требований по степени ее сжатия, возможности внедрения файла-контейнера (стеганографической вместимости графической информации) и заданного качества восстановления.

Актуальность исследований обусловлена невозможностью достижения поставленной цели на базе использования известных методов сжатия графической информации в системе обработки данных. Известные методы имеют следующие недостатки:

• Невозможность достичь заданной степени сжатия графической информации при одновременном обеспечении требуемого качества ее восстановления, определяемого как соотношение сигнал/шум $К_{с/ш}$. При требовании к степени сжатия графической информации C ($C \geq 150$) качество восстановления должно составлять $К_{с/ш} \geq 30$ дБ. Известные методы сжатия для такого качества восстановления обеспечивают степень сжатия $C = 75$. При требовании к степени сжатия графической информации $C \geq 70$ качество восстановления должно составлять $К_{с/ш} \geq 35$ дБ, в то время как известные методы сжатия для такого качества восстановления обеспечивают степень сжатия $C = 25$–30.

• Отсутствие метода математического описания процесса обработки графической информации, обладающей фрактальными и мультифрактальными свойствами, который позволяет сохранить ее массу и стохастичность.

• Отсутствие математического метода расчета стеганографической вместимости графической информации, рассматривающего ее как динамическую систему с изменяющимися параметрами. Данный метод позволяет определить максимальный объем файла-контейнера при выполнении заданных ограничений.

• Отсутствие модели обработки графической информации, которая в отличие от известных моделей учитывает ее фрактальные свойства и мультифрактальные свойства ее шумовой составляющей. Данная модель позволяет разработать новый метод фрактального сжатия графической информации с возможностью реализации заданного набора стеганографических функций.

Для разработки эффективного метода сжатия необходимо разработать метод, позволяющий определять максимальную стеганографическую вместимость обрабатываемой графической информации. Решение данной задачи позволит определять максимальный объем контейнера, внедряемого в изображение, что, в свою очередь, позволит достичь максимальной степени сжатия.

Для получения соотношений, определяющих максимальную стеганографическую вместимость графической информации, необходимо провести исследование свойств тестового изображения, представленного в виде графика функции $z = f(x, y)$ (см. рисунок).

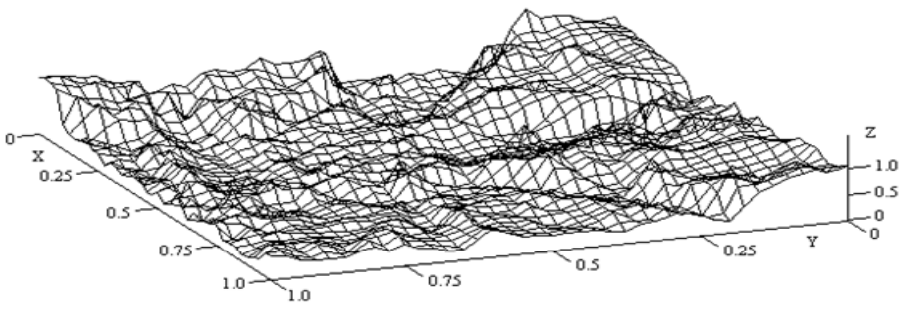


График функции $z = f(x, y)$

Для построения графика использован фрагмент тестовой графической информации. По осям абсцисс и ординат отложены координаты пикселя в графической информации, а по оси аппликат – уровень яркости соответствующего пикселя (в данном примере рассматривается 8-битное изображение, выполненное в градациях серого цвета). Таким образом, каждая точка графика имеет определенную высоту.

Примем, что графическая информация является квадратной со стороной, равной единице, уровень яркости каждого пикселя принадлежит единичному интервалу, т.е. она представляет собой множество точек (*x, y*):

$$x \in \{0 \le u \le 1\},\ y \in \{0 \le v \le 1\},\ f(x,y) \in [0,1], \quad (1)$$

где u и v – уровни яркости пикселя тестовой графической информации.

Идея фрактального сжатия состоит в представлении исходной графической информации, заданной функцией $z = f(x, y)$, с помощью некоторого сжимающего преобразования, неподвижная точка которого соответствует исходной графической информации.

Формально при фрактальном сжатии могут использоваться любые сжимающие преобразования, но реально используются лишь аффинные преобразования с достаточно сильными ограничениями на коэффициенты. Иначе на диапазон изменения коэффициента s накладываются жесткие ограничения: $s \in [0,1]$. Это условие обеспечивает то, что полученное трехмерное аффинное преобразование будет сжимающим.

Как было показано выше, выбор аффинного преобразования в качестве сжимающего обусловлен тем, что основная масса графической информации обладает некоторым самоподобием. Если рассматривать графическую информацию как совокупность блоков, то практически для каждого блока можно найти блок, в некотором смысле ему подобный. Примеры самоподобия легко обнаружить при рассмотрении графической информации в виде графика функции $z = f(x, y)$. Нетрудно найти на рисунке области, напоминающие другие участки этого же рисунка или рисунок в целом.

Однако не всегда для выбранного блока графической информации можно найти самоподобную копию в явном виде. Чаще представляется возможным найти самоподобные участки, отличающиеся не только местом расположения в ней, но и ориентацией относительно ее границ. Также участки могут отличаться размерами.

Определенный выше вид трехмерных преобразований позволяет установить связь между найденной парой самоподобных участков и предоставляет компактное описание этой связи (преобразование характеризуется восьмью коэффициентами).

Опираясь на приведенные выше процедуры, лежащие в основе разработки метода фрактального сжатия, с целью разработки модели обработки графической информации необходимо рассмотреть еще два аспекта. Первый связан с определением стеганографической вместимости, а второй определяет характер шумовой составляющей графической информации.

Каждая стеганографическая система состоит из алгоритма встраивания и алгоритма извлечения требуемого сообщения (управляющей информации) в состав обрабатываемой информации. При размещении сообщение незначительно изменяет первоначальную графическую информацию алгоритмом встраивания. В результате получается стеганоизображение. Каждый стеганографический метод имеет максимальный предел, определяющий, сколько бит сообщения псевдослучайным образом может быть надежно внедрено в данную графическую информацию, не внося каких-либо статистически обнаруживаемых искажений. Этот предел называют стеганографической вместимостью [1]. Абсолютная стеганографическая вместимость C_A – функция исходной графической информации I и метода встраивания Φ. Абсолютная стеганографическая вместимость $C_A(I,\Phi)$ возвращает максимальное число бит, которые могут быть надежно встроены в исходное изображение I с использованием метода встраивания. Метод встраивания представляет собой математическое ожидание числа модификаций элементов графической информации, определенное по всем сообщениям, равномерно распределенным псевдослучайным образом.

В некоторых случаях функцию C_A можно установить точно, в общем случае ее определение – очень трудная и все еще не решенная задача даже для самых простых схем [4]. Однако существует возможность частичного уменьшения зависимости C_A от исходной графической информации путем определения относительной стеганографической вместимости $C_R = C_A / n_{\max}$, где $n_{\max}$ – наибольший размер сообщения.

С использованием предобработки палитры цветов величина $C_A = 0$ для методов встраивания в палитровую информацию. Результирующая палитра будет иметь кластеры близких цветов, которые практически никогда не возникают, на основе квантования цвета и алгоритмов передачи полутонов. Таким образом, анализируя палитру, возможно определить, модифицировалась графическая информация или нет [5].

Для получения оценки относительной стеганографической вместимости определяется распределение P_0 относительного размера сообщения p, обнаруженного в исходной графической информации. Далее во всю графическую информацию встраиваются сообщения с установленным относительным размером q, и вычисляется их распределение P_q. Затем проверяется статистическая гипотеза о виде распределения. Если распределение P_0 моделируется как нормальное, тогда следует проверить, соответствуют ли выборки P_q распределению P_0. Наименьшее значение q, при котором не проходит тест, определяет верхний предел вместимости. Если база данных содержит большое количество разнообразной графической информации, оценка стеганографической вместимости будет верна и для других баз данных [6].

С другой стороны, необходимо использовать распределение P_0 для оценки порогового значения T_τ размера сообщения, ограничивающего вероятности ложно положительных результатов и пропуска сообщения некоторым точно определенным пределом τ.

Рассмотрев теоретическую задачу определения пределов стеганографической вместимости, перейдем к разработке метода ее реализации, основанного на неформатных методах, использующих непосредственно сами данные графической информации. Применение неформатных методов неизбежно приводит к появлению искажений, вносимых стеганографической системой. Однако при этом они являются наиболее стойкими как к пассивным, так и активным воздействиям. Большинство известных стеганографических систем используют в своей основе именно неформатные методы [5].

Проведем формальное описание разрабатываемого метода. Через m_j обозначим биты скрываемого сообщения, под $B_{i,j}$ будем понимать значения ненулевых элементов немодифицированной графической информации, где i – номер бита элемента, j – номер элемента, $B'_{i,j}$ – соответствующие блоки модифицированной графической информации.

Введем двоичную последовательность k_j, биты которой поставим в соответствие блокам $B_{i,j}$, при этом $k_j = 1$, когда в младший бит j-го блока внедряется очередной бит сообщения, и $k_j = 0$ в противном случае. Прямое стеганографическое преобразование имеет вид $F{:}M\times B\times K\to B$ [7]. Тогда с учетом сказанного выше можно предложить следующий метод реализации стеганографической вместимости:

$$B'_{i,j} = \begin{cases} B'_{i,j} \text{ } i \text{ и } k_j = 0; \\ m_l \text{ для } i = 0 \text{ и } k_j = 1, \end{cases} \quad l = \sum_{p=1}^{j} k_p; \quad j = 1,2,3\ldots, \tag{2}$$

а соответствующее ему обратное стеганографическое преобразование $F^{-1}{:}B\times K\to M$ имеет вид $m_j = B'_{0,l}$, где l такое, что $l = \sum_{p=1}^{l} k_p = j;\ \ j = 1,2,3\ldots.$

С учетом разложения графической информации на составляющие $I_{Y,Cr,Cb}[x,y]$, шумовой составляющей $n(x,y)$ и стеганографического преобразования (2) определим модель описания графической информации следующим образом. Пусть $I[x,y]$ – пиксел графической информации с координатой x, y. Тогда графическая информация будет представлена в виде массива пикселей размера $M\times N$ следующим выражением:

$$I_{Y,Cr,Cb}[x,y] = I_{Y,Cr,Cb}[x,y] + \left[n(x,y) + B_I \right], \tag{3}$$

где величина $n(x,y)$ соответствует шумовой составляющей, формируемой в результате квантования, а также шумов ПЗС-матрицы устройства преобразования графической информации в цифровую форму – фотонного шума, шума темнового сигнала, шума переноса, шума считывания и шума сброса.

Таким образом, разработан новый метод расчета вместимости стеганографического вложения (выражение (2)) и определена модель описания графической информации (выражение (3)), учитывающая ее состав из трех цветов, шумовую составляющую и возможность реализации стеганографической вместимости.

Литература

1. *Липкин И.А.* Статистическая радиотехника / И.А. Липкин / Теория информации и кодирования. – М. : Вузовская книга, 2002. – 340 с.

2. Методы сжатия данных / Д.С. Ватолин и др. – М. : Диалог – МИФИ, 2003. – 212 с.

3. *Велигоша Д.А.* Модель сжатия изображений на основе вэйвлет-преобразований / Д.А. Велигоша // Вестник СевКавГТУ. – Ставрополь, 2010. – № 3. – С. 112–117.

4. *Либых Т.В.* Оптимизация информационно-вычислительных систем / Т.В. Либых. – М. : Радио и связь, 1987. – 232 с.

5. *Grassberger P.* On the Hausdorf dimension of fractal attractors / P. Grassberger // J. Statist. Phys. – 1981. – Vol. 26. – Pp. 173–179.

6. *Сергеенко В.С.* Сжатие данных, речи, звука и изображений в телекоммуникационных системах : Учебное пособие / В.С. Сергеенко, В.В. Баринов. – М. : ИП «РадиоСофт», 2009. – 360 с.

7. *Jacquin A.E.* Image coding based on a fractal theory of iterated contractive image transform // IEEE Transactions on Image Processing. – 1992. – Vol. 1. – Pp. 18–30.

Статья поступила в редакцию 5 ноября 2013 г.

УДК 004.02

СЖАТИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ АДАПТИВНЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ВЕЙВЛЕТОВ ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКА И ГЕНЕТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ

Р.А. Воронкин, доцент кафедры информационной безопасности автоматизированных систем
ФГАОУ ВПО «Сев.-Кав. федеральный ун-т» (г. Ставрополь), e-mail: roman.voronkin@gmail.com

Показан один из подходов применения адаптивного ортогонального вейвлет-преобразования при сжатии изображений, при этом поиск оптимального базиса такого вейвлета может быть сведен к решению задачи оптимизации с привлечением метрики SSIM. Такая оптимизационная задача может быть решена с помощью генетических алгоритмов.

Ключевые слова: *вейвлет-преобразование, сжатие изображений, метрика SSIM, генетические алгоритмы.*

THE IMAGE COMPRESSION WITH 4TH ORDER ADAPTIVE ORTHOGONAL WAVELETS AND GENETIC ALGORITMS

R.A. Voronkin, associate professor, North and Caucasian Federal University (Stavropol)
e-mail: roman.voronkin@gmail.com

The report presents one approach of using an adaptive orthogonal wavelet transform in image compression, and at that the search of optimal basis of such wavelet can be reduced to the solution of optimization problem involving SSIM metric. Such optimization problem can be solved using genetic algorithms.

Keywords: *wavelets, image compression, SSIM metric, genetic algorithms.*

В настоящее время исследования в области вейвлетов ведутся по многим направлениям. В частности, разработана лифтинговая схема выполнения вейвлет-преобразований, имеющая ряд преимуществ по сравнению с традиционной. Активно исследуется целочисленное вейвлет-преобразование [1].

Для сжатия изображений с потерями широко используется дискретное вейвлет-преобразование (форматы JPEG2000, DjVu и т.д.), в частности алгоритм Малла. Популярность этого алгоритма обоснована, в первую очередь, меньшей временной ресурсоемкостью $O(n)$, по сравнению с быстрым преобразованием Фурье, для которого оценка временной ресурсоемкости $O(n \log n)$ [2, 3, 7].

Адаптивное ортогональное вейвлет-преобразование четвертого порядка

Один уровень дискретного вейвлет-преобразования сигнала x определяется путем его прохождения через серию (набор) фильтров. Сначала дискретное значение пропускается через низкочастотный фильтр с импульсным откликом g, в результате на выходе фильтра формируется свертка

$$y[n] = (x * g)[n] = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x[k]\, g[n-k]. \qquad (1)$$

Одновременно сигнал раскладывается с помощью высокочастотного фильтра h. В результате получаются детализирующие коэффициенты (после ВЧ-фильтра) и коэффициенты аппроксимации (после НЧ-фильтра). Эти два фильтра связаны между собой и называются квадратурными зеркальными фильтрами.

Так как половина частотного диапазона сигнала была отфильтрована, то, согласно теории Котельникова, отсчеты сигналов можно проредить в два раза:

$$\begin{cases} y_{low}[n] = \sum\limits_{k=-\infty}^{+\infty} x[k]\, g[2n-k], \\ y_{high}[n] = \sum\limits_{k=-\infty}^{+\infty} x[k]\, h[2n-k]. \end{cases} \qquad (2)$$

Такое разложение вдвое уменьшило разрешение по времени в силу прореживания сигнала. Однако каждый из получившихся сигналов представляет половину частотной полосы исходного сигнала, так что частотное разрешение удвоилось (рис. 1).

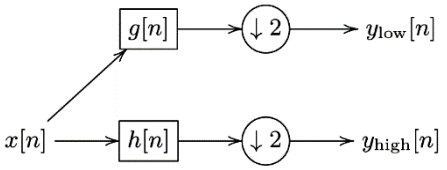


Рис. 1. Схема разложения сигнала на одном уровне преобразования

С помощью оператора прореживания ↓

$$\left(y \downarrow k\right) = y\left[k\ n\right] \tag{3}$$

вышеупомянутые суммы можно записать короче:

$$\begin{cases} y_{low} = (x * g) \downarrow 2, \\ y_{high} = (x * h) \downarrow 2. \end{cases} \tag{4}$$

Это разложение можно повторить несколько раз для дальнейшего увеличения частотного разрешения с дальнейшим прореживанием коэффициентов после НЧ и ВЧ-фильтрации. Это можно представить в виде двоичного дерева, где листья и узлы соответствуют пространству с различной частотно-временной локализацией. Это дерево представляет структуру банка (каскада) фильтров. На рис. 2 изображен трехуровневый банк (каскад) квадратурно-зеркальных фильтров.

На каждом уровне выше приведенной диаграммы сигнал раскладывается на низкие и высокие частоты. В силу двукратного прореживания длина сигнала должна быть кратной 2^L, где L – число уровней разложения.

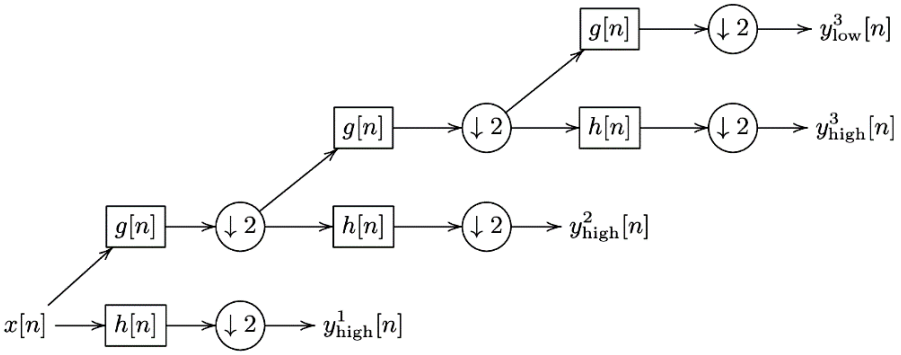


Рис. 2. Трехуровневый каскад (банк) фильтров

Для ортогональных вейвлетов воспользуемся нормированными уравнением растяжения и вейвлет-уравнением [2–4]:

$$\begin{cases} \phi(t) = \sqrt{2} \sum\limits_{i=0}^{N-1} h_k\ \phi[2t-k], \\ \psi(t) = \sqrt{2} \sum\limits_{i=0}^{N-1} g_k\ \phi[2t-k], \end{cases} \tag{5}$$

где последовательность $\left(h_0,\ldots,h_{N-1}\right)$ вещественных чисел называется последовательностью растяжения, а последовательность $\left(g_0,\ldots,g_{N-1}\right)$ называется вейвлет-последовательностью.

Необходимым условием ортогональности квадратурно-зеркального фильтра (вейвлета) является выполнение равенства [2–4]:

$$\sum_{k,\,m \in \mathrm{Z}} h_k h_{k+2m} = \delta_{m,\,0}, \tag{6}$$

где $\delta_{i,\,j}$ – символ Кронекера. Значения коэффициентов вейвлет-последовательности определяются следующим образом:

$$g_k = (-1)^k\, h_{N-1-k}. \tag{7}$$

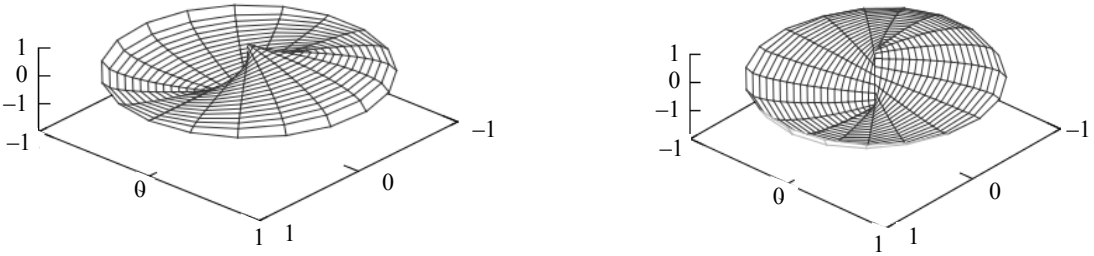
Рассмотрим ортогональное вейвлет-преобразование четвертого порядка. Последовательность растяжения в этом случае будет определяться четырьмя вещественными коэффициентами $\left(h_0, h_1, h_2, h_3\right)$, на значения которых налагается условие ортогональности (6), которое, в свою очередь, может быть представлено в виде системы уравнений:

$$\begin{cases} h_0^2 + h_1^2 + h_2^2 + h_3^2 = 1, \\ h_0 h_2 + h_1 h_3 = 0. \end{cases} \tag{8}$$

Зафиксируем значение коэффициента h_0 и h_1, и выразим h_2 и h_3 через h_0 и h_1. Решив систему уравнений (8) относительно h_0 и h_1, найдем:

$$\begin{cases} h_2 = h_1\sqrt{\dfrac{1-(h_0^2+h_1^2)}{h_0^2+h_1^2}}, \\ h_3 = -h_0\sqrt{\dfrac{1-(h_0^2+h_1^2)}{h_0^2+h_1^2}}. \end{cases} \quad (9)$$

Очевидно, h_2 и h_3 будут принимать вещественные значения, если $h_0^2 + h_1^2 \le 1$. Графики функций $h_2(h_0, h_1)$ и $h_3(h_0, h_1)$ изображены на рис. 3.



а) б)

Рис. 3. Графики поверхностей: а) $h_2(h_0, h_1)$; б) $h_3(h_0, h_1)$

Упростим выражения (9), для чего положим

$$\begin{cases} h_0 = u\cos v, \\ h_1 = u\sin v, \end{cases} \quad (10)$$

где $u \in [0;1], v \in [0; 2\pi]$ теперь являются свободными переменными, определяющими значения коэффициентов последовательности растяжения ортогонального вейвлета. Подставив выражения (10) в формулы (9), получим

$$\begin{cases} h_2 = \sqrt{1-u^2}\sin v, \\ h_2 = -\sqrt{1-u^2}\cos v. \end{cases} \quad (11)$$

Уравнения (10) и (11) образуют в совокупности формулу

$$\begin{cases} h_0 = u\cos v, \\ h_1 = u\sin v, \\ h_2 = \sqrt{1-u^2}\sin v, \\ h_3 = -\sqrt{1-u^2}\cos v. \end{cases} \quad (12)$$

В отличие от (9) формула (12) не имеет особенных точек для всех допустимых значений параметров u и v.

Поиск оптимального базиса вейвлет-преобразования

Выбор оптимального базиса вейвлетов – чрезвычайно сложная и трудно решаемая задача [1]. Известен ряд критериев построения «хороших» вейвлетов, среди которых наиболее важными являются: гладкость, точность аппроксимации, величина области определения, частотная избирательность. К сожалению, на данный момент наилучшая комбинация этих свойств неизвестна. Более того, в последних работах требование гладкости базиса подвергается сомнению.

Для обеспечения гладкости Ингрид Добеши наложила дополнительные условия на условие ортогональности вейвлетов четвертого порядка [2], исключающее нулевые и первые моменты:

$$\begin{cases} h_3 - h_2 + h_1 + h_0 = 0, \\ h_3 - 2h_2 + 3h_1 + 4h_0 = 0. \end{cases} \quad (13)$$

Это означает, что линейная и постоянная часть сигнала может быть значительно сжата. Для изображений больших по площади и относительно гладких это дает большое преимущество при сжатии.

Объединив условие (13) и условие ортогональности (8), можно найти числовые значения коэффициентов Добеши:

$$\begin{aligned} h_0 &= \frac{1+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}; \quad h_1 = \frac{3+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}; \\ h_2 &= \frac{3-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}; \quad h_3 = \frac{1-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}. \end{aligned} \quad (14)$$

Это соответствует следующим значениям параметров u и v ортогонального вейвлет-преобразования:

$$u = \frac{1}{2}\sqrt{2+\sqrt{3}}; \quad v = \operatorname{arctg}\sqrt{3}. \quad (15)$$

Графики вейвлет-функций ортогонального вейвлет-преобразования при различных значениях базовых коэффициентов h_0 и h_1 изображены на рис. 4.

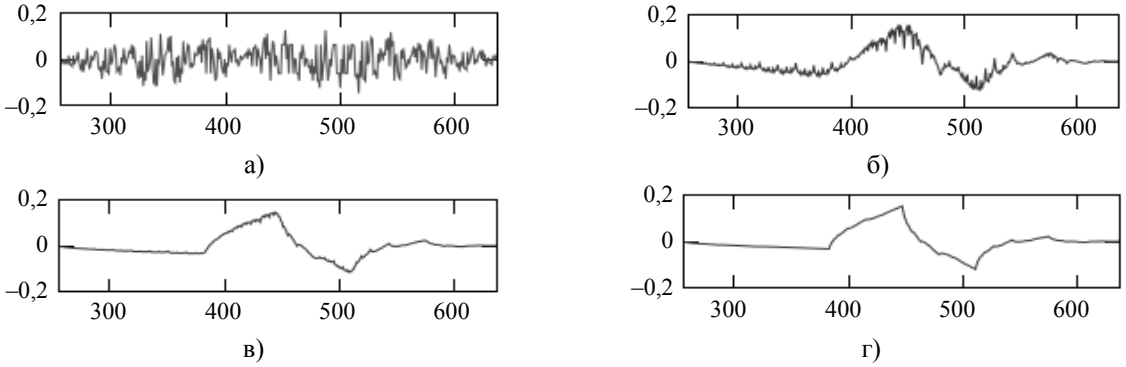


Рис. 4. Графики вейвлет-функций ортогонального вейвлет-преобразования при различных значениях базовых коэффициентов: а) $h_0 = 0{,}5$ и $h_1 = 0{,}5$; б) $h_0 = 0{,}4$ и $h_1 = 0{,}8$; в) $h_0 = 0{,}48$ и $h_1 = 0{,}83$; г) $h_0 = (1+\sqrt{3})/(4\sqrt{2})$ и $h_1 = (3+\sqrt{3})/(4\sqrt{2})$ (вейвлет-преобразование Добеши D4)

Как было показано ранее, вейвлет-преобразование Добеши дает наилучшие результаты только для гладких изображений. Для изображений со значительной высокочастотной составляющей требуется адаптивная настройка квадратурно-зеркальных фильтров, что в простейшем случае может быть сведено к подбору для каждого изображения параметров u и v, обеспечивающих наибольшее значение коэффициента сжатия и наименьшее искажение исходного изображения после декомпрессии. Подбор оптимальных значений параметров u и v может быть проведен путем решения оптимизационной задачи

$$F_I(u,v) = \frac{\eta}{2K}\sum_{k=1}^{K}\left[1-\mathrm{SSIM}(I_k, I_k')\right] + \\ +(1-\eta)\frac{V_I}{H_I \cdot W_I \cdot \mathrm{BPP}} \to \min, \qquad (16)$$

где η – коэффициент ранжирования, удовлетворяющей условию $\eta \in (0;1)$; K – количество окон, на которое разбито исходное изображение; $\mathrm{SSIM}(I_k, I_k')$ – индекс структурного сходства между k-м окон исходного изображения I_k и соответствует окнам изображения после декомпрессии I_k'; V_I –объем памяти (в битах) для хранения изображения после сжатия; H_I – высота исходного изображения в пикселах; W_I – ширина исходного изображения; BPP – (bits per pixel) число бит на один пиксел.

Индекс структурного сходства для окон I_k и I_k', имеющих одинаковый размер, рассчитывается следующим образом [5, 6]:

$$\mathrm{SSIM}(I_k, I_k') = \\ = \frac{(2\mu(I_k)\mu(I_k')+c_1)(2\sigma(I_k, I_k')+c_2)}{(\mu^2(I_k)+\mu^2(I_k')+c_1)(\sigma^2(I_k)+\sigma^2(I_k')+c_2)}. \qquad (17)$$

Здесь $\mu(I_k)$ – среднее для I_k; $\mu(I_k')$ – среднее для I_k'; $\sigma^2(I_k)$ – дисперсия для I_k; $\sigma^2(I_k')$ – дисперсия для I_k'; $\sigma(I_k, I_k')$ – ковариация I_k и I_k'; c_1 и c_2 – стабилизирующие переменные, значения которых определяется по формулам

$$c_1 = (k_1 L)^2; \quad c_2 = (k_2 L)^2; \qquad (18)$$

в свою очередь, k_1, k_2 и L обычно принимают следующие значения:

$$L = 2^{\mathrm{BPP}} - 1; \quad k_1 = 0{,}01; \quad k_2 = 0{,}03. \qquad (19)$$

Приведенная формула применима только для яркости изображения, по которой и происходит оценка качества. Полученный SSIM индекс лежит в пределах от –1 до 1. Значение 1 достигается только при полной аутентичности образцов I_k и I_k'.

Как правило, метрика рассчитывается на окно размером 8×8, что дает 256 отсчетов, для которых производится ортогональное вейвлет-преобразование четвертого порядка. Окно может

смещаться через пиксель, но рекомендуется использовать группы окон для уменьшения сложности вычислений.

Для поиска значений параметров *u* и *v*, определяющих базис ортогонального вейвлет-преобразования четвертого порядка для заданного изображения I, возможно использование генетических алгоритмов, поскольку [8]:

1) генетические алгоритмы работают в основном не с параметрами задачи, а с закодированным множеством параметров;

2) осуществляется поиск не путем улучшения одного решения, а путем использования сразу нескольких альтернатив на заданном множестве решений;

3) генетические алгоритмы используют целевую функцию, а не ее различные приращения для оценки качества принятия решений;

4) применяются не детерминированные, а вероятностные правила анализа оптимизационных задач.

Для работы генетических алгоритмов выбирается множество натуральных параметров оптимизационной проблемы, и они кодируются в последовательность конечной длины в некотором алфавите. Алгоритмы работают до тех пор, пока не будет выполнено заданное число генераций [8] или на некоторой генерации не будет получено решение определенного качества. В отличие от других методов оптимизации генетические алгоритмы анализируют различные области пространства решений одновременно и поэтому они более приспособлены к нахождению новых областей с лучшими значениями целевой функции.

В пользу использования генетических алгоритмов для минимизации $F_I(u, v)$ говорит также ограниченность значений *u* и *v,* из-за чего они могут быть относительно просто закодированы в хромосомах популяции генетического алгоритма. Например, для двоичного алфавита и линейного способа кодирования-декодирования значения *u* и *v* могут быть получены по формулам

$$u = \frac{n_u}{2^{L_u} - 1};\ v = \frac{2\pi\, n_v}{2^{L_v} - 1}, \qquad (20)$$

где n_u и n_v – закодированные двоичные значения, а L_u и L_v – длина разрядной сетки для *u* и *v* соответственно.

Заключение

Таким образом, был показан один из подходов применения адаптивного ортогонального вейвлет-преобразования при сжатии изображений, отличающийся от методов сжатия с привлечением вейвлет-преобразования Добеши тем, что может быть использован для изображений с значительной высокочастотной составляющей, при этом поиск оптимального базиса такого вейвлета может быть сведен к решению задачи оптимизации с привлечением метрики SSIM. Поставленная задача оптимизации может быть решена с помощью генетических алгоритмов.

Литература

1. *Иванов М.А.* Применение вейвлет-преобразований в кодировании изображений / М.А. Иванов. – (http://db.iis.nsk.su/preprints/articles/pdf/sbor_kas_10_ivanov.pdf).

2. *Daubechies I.* Ten Lectures on Wavelets / I. Daubechies. – SIAM, 1992.

3. Orthogonal Transmultiplexers in Communication : A Review / N. Akansu [et al.] // IEEE Trans. On Signal Processing, Special disuse on Theory and Applications on Filter Banks and Wavelets. – April, 1998. – Vol. 46, № 4. – Pp. 979–995.

4. *Akansu N.* Wavelet Transform in Signal Processing: a Review of Emerging Applications / N. Akansu, W.A. Serdijn, I.W. Seleswck // Physical Communication, Elsevier. – March, 2010. – Vol. 3, Issue 1. – Pp. 1–18.

5. Image quality assessment : From error visibility to structural similarity / Z. Wang [et al.] // IEEE Transactions on Image Processing. – Apr. 2004. – Vol. 13, № 4. – Pp. 600–612.

6. Structural Similarity-Based Object Tracking in video Sequences / Ioza [et al.] // Proc. of the 9th duternational Conf. on dujormation Fusion, 2006.

7. *Уэлстид С.* Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии : учебное пособие / С. Уэлстид. – М. : Триумф, 2003. – 320 с. : ил.

8. *Гладков Л.А.* Генетические алгоритмы / Л.А. Гладков, В.В. Курейчик, В.М. Курейчик ; под ред. В.М. Курейчика. – 2-е изд., испр. и доп. – М. : Физматлит, 2006.

Статья поступила в редакцию 7 апреля 2014 г.

УДК 681.5:338.984:331.103.3

ОПРЕДЕЛЕНИЕ РИСКОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕДПРИЯТИЯМИ ОПК В УСЛОВИЯХ КИБЕРВОЙНЫ

В.В. Дудчак, д.э.н., зам. ген. директора, e-mail: dudchak@sozvezdie.su
И.Ю. Тычинин, нач. департамента инновационных технологий, e-mail: tiy@sozvezdie.su
К.А. Мосоров, консультант, аспирант, e-mail: mosorov@sozvezdie.su
Я.М. Бредихина, ст. специалист, аспирант, тел.: 8-950-755-42-21
ОАО «Концерн «Созвездие»

Представлено функциональное описание предприятий различных отраслей российской экономики, осуществляющих свою деятельность в условиях кибервойны, и предложен методический подход к определению интенсивности воздействия на потоки данных в соответствии с категорией предприятия.

Ключевые слова: *система управления, кибервойна, кибервоздействие, продукция военного назначения, потоки данных, вероятность проявления интереса, информационное воздействие.*

FUNCTION RISKS CONTROL SYSTEM IDENTIFICATION OF INDUSTRY COMPLEX ENTERPRISES IN CYBERWAR CONDITIONS

V.V. Dudchak, D.D. in Economic Sciences, deputy general director, e-mail: dudchak@sozvezdie.su
I.Yu. Tychinin, head of Innovation Techniques Department, e-mail: tiy@sozvezdie.su
K.A. Mosorov, consultant, graduate, e-mail: mosorov@sozvezdie.su
Ya.M. Bredikhina, senior specialist, graduate, tel.: 8-950-755-42-21
JSC «Sozvezdie» Concern

Functional description of Russian economics different sectors enterprises which realize its activity in cyberwar conditions is presented and technical approach to identify the intensity impact on data flow according to the enterprise category is offered.

Keywords: *control system, cyberwar, cyber influence, military production, data flow, showing interest probability, information impact.*

Любое кибернетическое воздействие на деятельность предприятия, как внешнее, так и внутреннее, учитывая увеличение степени информатизации производственно-хозяйственной деятельности (ПХД), сильнее всего будет проявляться в воздействии на каналы передачи данных в информационной системе (ИС) [1].

Увеличение количества межоперационных связей позволяет чередой точечных воздействий (бомбардированием) на инфокоммуникационную систему находить и использовать наиболее уязвимые места и вносить корректирующие воздействия на потоки данных, которые могут носить, в соответствии с целевой функцией, как конструктивный, так и деструктивный характер, оказывать влияние на управленческое решение.

Целевая функция, в свою очередь, определяет взаимодействие между элементами среды, средства ведения кибервойны, методы и способы защиты.

Зависимость количества угроз кибернетической атаки от типа предприятия

Процесс определения интенсивности кибернетического воздействия и степени защищенности неразрывно связан с категорией предприятия: ПСТ – предприятие стандартного типа (не относится к категории предприятий оборонно-промышленного комплекса (ПРОПК), либо степень влияния отрасли на него – минимальна; ОПРОПК – обособленное (не входящее в интегрированную структуру) предприятие; ИСПРОПК – интегрированная структура предприятий ОПК, действующих в соответствии с целевым назначением и базовыми компетенциями участников объединения, степенью его инновационного развития, затратами на НИОКР и обучение персонала.

Зависимость количества угроз (У) кибернетической атаки от типа предприятия и количе-

 ISSN 1995-7009

ства внешних и внутренних межоперационных связей во времени (Т) представлена на рис. 1.

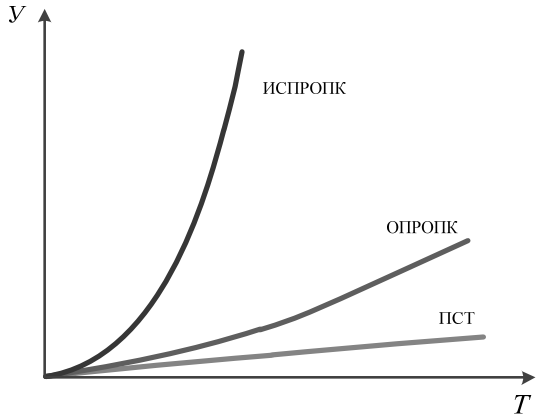


Рис. 1. Зависимость количества угроз кибернетической атаки от типа предприятия и количества внешних и внутренних межоперационных связей во времени

Следует заметить, что ухудшение внешних условий (открытые боевые действия или угроза их начала) приводит к изменению зависимости количества угроз кибернетической атаки от типа предприятия и количества внешних и внутренних межоперационных связей во времени, что изображено на рис. 2.

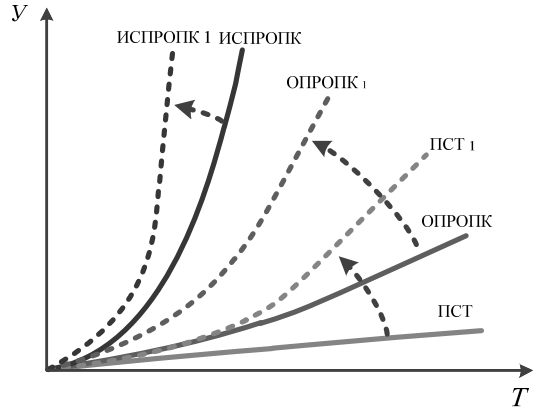


Рис. 2. Изменение зависимости количества угроз кибернетической атаки от типа предприятия и количества внешних и внутренних межоперационных связей во времени в случае ухудшения внешних условий при изменении (открытые боевые действия или угроза их начала)

В табл. 1 представлены рассматриваемые предприятия, распределенные по категориям (ПСТ, ОПРОПК, ИСПРОПК).

Табл. 1.

Распределение предприятий по категориям

Категория	Предприятие
ПСТ	*ОАО «Дальхимфарм»* Специализация: выпуск лекарственных препаратов
ОПРОПК	*ОАО «ИМЗ» – многопрофильное предприятие* Специализация: технологии машиностроения, металлургия, приборостроение, микроэлектроника, выпуск гражданского и служебного оружия, электроинструмент, упаковочное оборудование, нефтегазовое оборудование, медицинская техника, точное стальное литье
ИСПРОПК	*ИС «Концерн «Созвездие»* Специализация: разработка и производство высокотехнологичных интеллектуальных систем управления и связи, радиоэлектронной борьбы и специальной техники, отвечающих потребностям ВС и других специальных формирований, а также гражданской и телекоммуникационной продукции

Учитывая, тот факт, что ПРОПК специализируется на разработке и выпуске продукции, которая в дальнейшем отвечает за обороноспособность страны, а военная отрасль впитывает в себя новейшие изобретения и разработки, то степень концентрации передовых технологий на предприятиях данного типа наиболее высока.

Система управления разработкой продукции военного назначения

Процесс управления инновационным предприятием представляет собой совокупность последовательных действии, заключающихся в сборе информации, передаче ее в пункты накопления и переработки, анализе поступающей, накопленной и справочной информации, принятии решения на основе выполненного анализа, выработке соответствующего управляющего воздействия и доведения его до объекта управления (рис. 3).

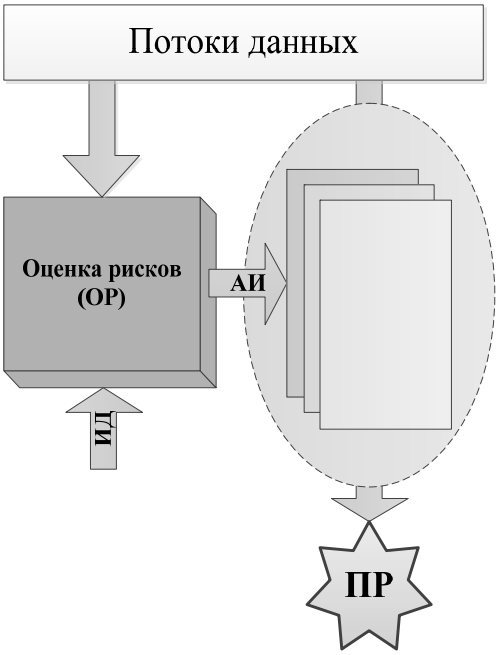


Рис. 3. Процесс управления инновационным предприятием, где ИД – исходные данные, ОР – оценка рисков, ПР – принятие решения

При всём многообразии форм воздействия их можно разделить на два класса (рис.4) [2]:

1) воздействия, изменения, приводящие к деградации, разрушению системы, уменьшению степени ее организованности;

2) воздействия, изменения, соответствующие развитию системы, увеличению степени ее организованности.

Следует заметить, что если раньше воздействию первого вида подвергались ИС крупных компаний, то сейчас такому воздействию все больше и больше подвергаются ИС средних и малых компаний [4].

Процесс проникновения в каналы передачи данных представляет собой [3]: разведку, сканирование (поиск уязвимых мест), преодоление преград и получение доступа к данным, обеспечение поддержания доступа, осуществление воздействия, отключение, уничтожение следов присутствия.

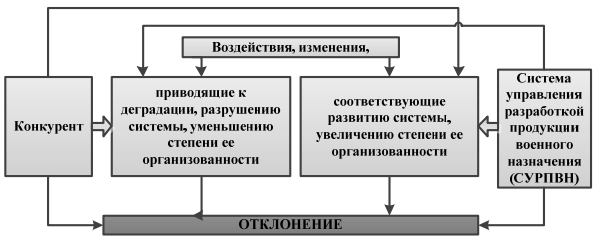


Рис. 4. Структура воздействия «Конкурент – Предприятие»

Функциональное описание предприятий в соответствии с категорией (ПСТ, ОПРОПК, ИСПРОПК)

В контексте настоящей статьи количество каналов передачи данных является требованием, предъявляемым к сложности системы, так как с увеличением межоперационных связей, линий передачи информации и объема полезных данных происходит усложнение сетевой структуры.

Если учитывать тот факт, что хозяйствующий субъект взаимодействует с элементами внутренней и внешней среды, то ПСТ характеризуется малым числом межоперационных связей и малой глубиной взаимодействия, оно не относится к категории ПРОПК, однако его деятельность может носить инновационный характер.

Деятельность ОПРОПК характеризуется средним числом межоперационных связей, средней глубиной взаимодействия и каналов передачи данных между участниками коммуникационного процесса. Образ жизненного цикла изделий рассредоточен по всем участникам производственного процесса. Увеличение каналов передачи данных имеет вялотекущий характер.

Деятельность ИСПРОПК характеризуется ростом межоперационных связей разной глубины взаимодействия и каналов передачи данных между участниками коммуникационного процесса. Жизненный цикл изделия распространяется (рассредоточен) по всем участникам производственного процесса. Причем увеличение происходит по экспоненциальной зависимости.

ИСПРОПК – это всегда крупный интегратор инновационных технологий внутри себя, от других ИСПРОПК, хозяйствующих субъектов, малых инновационных предприятий, коллективов разработчиков разного уровня.

Взаимодействие с элементами среды всегда отражает интересы, потребности, цели, что в свою очередь позволяет сформировать «психологический портрет» противника/конкурента без вмешательства во внутреннюю структуру инфокоммуникационной системы, тем самым снижая затраты на проведение прямого кибервоздействия. Таким образом, по отдельным признакам ПСТ можно приблизиться к ОПРОПК и ИПРОПК (рис. 5).

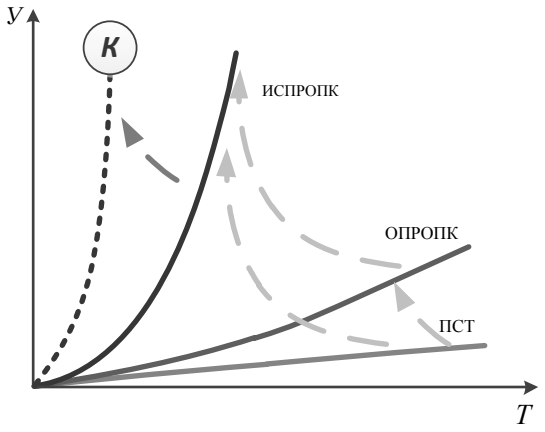


Рис. 5. Рост угроз кибернетической атаки в зависимости от типа предприятия и количества внешних и внутренних межоперационных связей

Из приведенного выше рисунка следует, что в случае необходимости имеется возможность проводить информационную атаку в требуемых масштабах.

Интегральный коэффициент риска

Функциональное описание ПСТ, ОПРОПК и ИСПРОПК показывает влияние на интегральный коэффициент риска ($P_{\text{ИНТ}}$), который выступает в роли своеобразного маркера среды и характеризует вероятность проявления интереса со стороны элемента внешней среды к деятельности предприятия, формируется произведением

$$P_{\text{ИНТ}} = Z_b\left(K_{\text{ВО}} \times K_{\text{ВНО}}\right), \quad (1)$$

где $K_{\text{ВО}}$ – интегральный коэффициент, характеризующий состояние внешней среды;

$K_{\text{ВНО}}$ – интегральный коэффициент, характеризующий состояние внутренней среды;

Z_b – корректирующий коэффициент, характеризующий категорию предприятия (ПСТ, ОПРОПК, ИСПРОПК).

Выбор составляющих $K_{\text{ВО}}$ и $K_{\text{ВНО}}$ целесообразно проводить на основе принципов простоты, оперативности, экономичности их расчета, а также полноты отражения функционирования объекта оценки [5], что в дальнейшем позволит проводить экспресс-анализ по известным характеристикам без больших финансовых и временных затрат. Далее представлен расчет $K_{\text{ВО}}$ и $K_{\text{ВНО}}$:

$$K_{\text{ВО}} = \sum_{i=1}^{M} \omega_{j\gamma} G_{j\gamma}, \quad (2)$$

где $\omega_{j\gamma}$ – весовой коэффициент, определяемый экспертным путем;

$G_{j\gamma}$ – составной коэффициент, выбранный в соответствии с внешней средой.

$$K_{\text{ВНО}} = \sum_{j=1}^{N} \omega_{j\varphi} G_{j\varphi}, \quad (3)$$

где $\omega_{j\varphi}$ – весовой коэффициент, определяемый экспертным путем;

$G_{j\varphi}$ – составной коэффициент, выбранный в соответствии с внутренней средой.

Таким образом, интегральный коэффициент

$$P_{\text{ИНТ}} = Z_b\left(\sum_{i=1}^{M} \omega_{j\gamma} K_{j\gamma} \times \sum_{j=1}^{N} \omega_{j\varphi} K_{j\varphi}\right). \quad (4)$$

Интегральный коэффициент риска ($P_{\text{ИНТ}}$) дает комплексное представление об исследуемом объекте и позволяет сформировать информационную модель организационной структуры управления и в дальнейшем ее оптимизировать.

Далее $P_{\text{ИНТ}}$ в соответствии с категорией предприятия корректируется коэффициентом Z_b:

$$\begin{cases} P_{\text{ПСТ}} = Z_b\left(K_{\text{ВО}} \times K_{\text{ВНО}}\right),\ Z_b \in [0;\ 0{,}3) \\ P_{\text{ОПРОПК}} = Z_b\left(K_{\text{ВО}} \times K_{\text{ВНО}}\right),\ Z_b \in [0{,}3;\ 0{,}6) \\ P_{\text{ИСПРОПК}} = Z_b\left(K_{\text{ВО}} \times K_{\text{ВНО}}\right),\ Z_b \in [0{,}6;\ 1). \end{cases} \quad (5)$$

Применение данной методики позволит совершенствовать научно-методическое обеспечение процесса принятия решений по производству высокотехнологичного продукта путем разработки организационно-экономического механизма.

Заключение

Таким образом, представлено функциональное описание предприятий различных отраслей российской экономики, и предложен методический подход, позволяющий определить риск кибервоздействия на систему управления в соответствии с категорией (ПСТ, ОПРОПК, ИСПРОПК).

Предложенная методика может стать своеобразным инструментом в процессе принятия управленческого решения и выборе соответствующей стратегии поведения, оптимального распределения ресурсов между составляющими процесса, что особенно важно в условиях ограниченности ресурсов.

Литература

1. *Дудчак В.В.* Модель системы управления разработкой продукции военного назначения в условиях кибервойны / В.В. Дудчак, М.С. Кузьмина, К.А. Мосоров, Я.М. Бредихина // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 4. – С. 91–95.

2. *Мухин В.И.* Исследование систем управления : Учебник для вузов / В.И. Мухин. – М. : Издательство «Экзамен», 2003. – 384 с.

3. *Bellegarde M.* Ethical Hacking and Countermeasures : Attack Phases / M. Bellegarde, M. Orvis, S. Helba. – EC-Council Press, 2010.

4. Шелухин О.И. Обнаружение вторжений в компьютерные сети [сетевые аномалии] / О.И. Шелухин, Д.Ж. Сакалема, А.С. Филинова. – М. : Горячая линия – Телеком, 2013. – 220 с.

5. *Проноза П.В.* Оценка эффективности организационной структуры управления / П.В. Проноза, Ю.В. Вергелес // Научно-технический сборник Харьковского национального экономического университета. – 2006. – № 71. – 94 с.

Статья поступила в редакцию 15 апреля 2014 г.

УДК 519.816

ОБ ОПТИМИЗАЦИИ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗАННЫМИ РАЗВИВАЮЩИМИСЯ СИСТЕМАМИ НА ПРИМЕРЕ ПЕРЕРАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕСУРСОВ (ИНВЕСТИЦИЙ) НА РАЗВИТИЕ ИКТ

Я.Е. Львович, засл. деят. науки РФ, д.т.н., профессор, академик РАЕН, ВГТУ, e-mail: office@vivt.ru
Д.А. Недосекин, нач. отдела, ДСМК ВО, e-mail: ndmitry@fromru.com
И.И. Фефилов, директор программ, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: ifefilov@sozvezdie.su
П.Л. Савинский, к.т.н., консультант, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: savinsky@sozvezdie.su

Рассмотрена проблема оптимизации объема инвестиций на развитие информационно-телекоммуникационных технологий (ИКТ). Приводится методика перераспределения средств на развитие ИКТ с учетом появления новых технологий, не предусмотренных действующей программой на основе формализации экспертных знаний. Разработанная методика, позволяет оптимальным образом перераспределить инвестиции, выделенные на развитие ИКТ, по критерию сохранения установленных показателей социально-экономического развития в заданных границах.

Ключевые слова: *инвестиции, информационно-телекоммуникационные технологии, оптимизация ресурсов, социально-экономическое развитие, экспертные оценки.*

ON CONTROL OPTIMIZATION OF ASSOCIATED DEVELOPING SYSTEMS BY THE EXAMPLE OF RESOURCES (INVESTMENTS) REDISTRIBUTION FOR ITT DEVELOPMENT

Ya.E. Lvovych, honoured science worker of RU, D.D. in Technical Science, professor, Academician of the Russian Academy of Natural Sciences, Voronezh State Engineering University, e-mail: office@vivt.ru
D.A. Nedosekin, head of department, Voronezh Regional Department of Mass Communications, e-mail: ndmitry@fromru.com
I.I. Fefilov, director of programs, JSC Concern «Sozvezdie», e-mail: ifefilov@sozvezdie.su
P.L. Savinsky, Ph.D. in Engineering Sciences, consultant, JSC Concern «Sozvezdie», e-mail: savinsky@sozvezdie.su

The investment volume optimization problem for development of information and telecommunication technologies (ITT) is considered. The redistribution technique of funds for ITT development taking into account new technologies appearance not provided by the operating program on the basis of expert knowledge formalization is given. The developed technique allows to redistribute the investments selected for ITT development in an optimum way by criterion of saving the set indexes of social and economic development in the given scope.

Keywords: *investments, information and telecommunication technologies, optimization of resources, social and economic development, expert estimates.*

Ресурсное обеспечение развития информационно-телекоммуникационных технологий (ИКТ) состоит из ряда взаимосвязанных направлений, а оптимизация ресурсного обеспечения становится одним из определяющих факторов управления связанными развивающимися системами, составляющими в совокупности сферу ИКТ. Их объединяющей составляющей являются объемы требуемых финансовых затрат. При этом наиболее характерным ресурсом являются инвестиции в развитие ИКТ. Таким образом, вопрос оптимизации ресурсного обеспечения необходимо рассматривать в разрезе оптимизации перераспределения указанных инвестиций.

Государственная поддержка инвестиций в развитие ИКТ осуществляется в зависимости от влияния инфокоммуникационной составляющей на реализацию региональной программы социально-экономического развития, определяющей бюджетные ассигнования на 3–5 лет [1, 2]. В этот период, наряду с запланированными, начинают активно внедряться новые направления развития инфокоммуникаций, не предусмотренные программой, что приводит к необходимости внесения изменений в программу и требует перераспределения заданного объема инвестиций с учетом выделения средств на реализацию новых направлений.

К примеру, Программой социально-экономического развития Воронежской области на 2012–2016 гг. определен перечень приоритетных направлений деятельности по развитию связи, информационных и коммуникационных технологий [2]:

1) создание и развитие государственных и ведомственных информационных систем;

2) формирование и развитие современной информационной и телекоммуникационной инфраструктуры, предоставление на ее основе качественных услуг и обеспечение высокого уровня доступности для населения информации и технологий;

3) повышение доступности и качества предоставляемых населению информационных услуг и услуг связи за счет внедрения новых технологий в телефонной связи, ее развития и расширения на базе высокоскоростных каналов, а также увеличения охвата сотовой связью территории Воронежской области с внедрением новых прогрессивных стандартов, в том числе третьего (3G) и/или четвертого (4G) поколения;

4) поддержка развития системы цифрового телерадиовещания;

5) организация внедрения спутниковых навигационных технологий с использованием системы ГЛОНАСС и иных результатов космической деятельности в интересах социально-экономического развития Воронежской области;

6) развитие межотраслевой комплексной геоинформационной системы Воронежской области;

7) организация и осуществление инвестиционных проектов, направленных на развитие инфраструктуры сооружений связи, создание и развитие сетей связи, линий связи и сооружений связи, поддержка организаций связи;

8) оказание мер государственной поддержки хозяйствующим субъектам Воронежской области при осуществлении научной, научно-технической и иной деятельности в сферах развития информационных и коммуникационных технологий, связи;

9) сохранение действующей сети почтовой связи, охватывающей всю территорию Воронежской области, и увеличение (на ее базе) объема традиционных и создаваемых почтовых услуг;

10) обеспечение устойчивого функционирования инфраструктуры государственных печатных средств массовой информации Воронежской области, учредителями которых являются органы государственной власти Воронежской области, и ее расширение.

При этом за период реализации программы возникли новые направления развития инфокоммуникационных технологий Воронежской области: создание IT кластера, центра обработки данных.

Таким образом, необходимо выбрать оптимальный вариант изменения инвестиций на включение в программу направления развития ИКТ так, чтобы при совместном влиянии ранее включенных направлений и нового направления, изменение ранее установленных показателей социально-экономического развития $f_i, i=\overline{1,I}$ оставалось в границах заданного уровня $f_i^{np}, i=\overline{1,I}$, либо превышало его (развитие новых направлений не должно приводить к дискриминации ранее принятых). В этом случае следует использовать прямую трансформацию параметров ИКТ U_{nj} каждого j-го, $j=\overline{1,J}$ направления развития, включая новое $U_{nj_1}, n=\overline{1,N}, j_1 \in \overline{1,J}$, $n=\overline{1,N}, j_1 \in \overline{1,J}$ для определения индекса готовности региона к информационному обществу d и показателей $f_i, i=\overline{1,I}$ без перехода к альтернативным переменным $x_j, i=\{1,0\}$, характеризующим выбор j-го направления [3, 4].

Запишем задачу оптимизации по структуре аналогичную задаче многоальтернативной оптимизации через количественные параметры U_{nj} [4]:

$$d_{l_1} = \phi\left(\phi_1\left(\psi_{l_1}\left(U_{nj}\right)\right)\right),\ l_1=\overline{1,L_1},$$

$$\phi_2\left(\psi_{l_1}\left(U_{nj}\right)\right) \to \max, \qquad (1)$$

$$Z = \sum_{m=1}^{M}\sum_{j=1}^{J} z_{jm}\left(U_{nj}\right) \le Z^{\text{доп}},$$

$$f_i = F_i\left(U_{nj}\right) \ge f_i^{np},\ i=\overline{1,I},$$

$$U_{nj}^{\text{мин}} \le U_{nj} \le U_{nj}^{\text{макс}},\ n=\overline{1,N},\ j=\overline{1,J}.$$

Далее определим множество $j_1 \in J$, в которое включены все направления ИКТ, влияющие на те же параметры U_{nj_1}, что и новое направление j_1. По параметрам U_{nj_1} введем $s = \overline{1,S}$ дискретные градации, позволяющие увеличивать U_{nj_1} параметр инфокоммуникационной составляющей региона на 1%,...,10%,...,15%. Каждой *s-й* градации поставим в соответствие альтернативные переменные:

$$\upsilon_s = \begin{cases} 1, & \text{если используется } s\text{-я градация,} \\ 0, & \text{в противном случае, } s = \overline{1,S}. \end{cases} \quad (2)$$

Перейдем от оптимизационной модели (1) к модели, в которой оптимизируемыми переменными являются только U_{nj}, $j = \overline{1,J_1}$, а ограничение преобразуем следующим образом:

$$\sum_{m=1}^{M} \sum_{j=1}^{J_1} z_{jm}\left(U_{nj}\right) \le Z_1^{\text{доп}}, \quad (3)$$

где

$$Z_1^{\text{доп}} = Z^{\text{доп}} - \sum_{m=1}^{M} \sum_{j \notin 1} z_{jm}\left(U_{nj}\right).$$

При заданной *s*-й градации, когда $\upsilon_s = 1$, для реализации j_1-го направления с параметрами U_{nj_1} определяются затраты $z^s_{j_1 m}$, уменьшаются затраты по остальным $j = \overline{1,J_1}$, $j \ne j_1$ направлениям из условия (3) до величины z_{jm}.

Для перераспределения затрат используется следующая процедура формализации экспертных знаний. Группа экспертов, используя свои знания о влиянии отдельных направлений ИКТ на развитие инфокоммуникационной составляющей региона на основе ранговых корреляций [5], проставляет индивидуальные баллы значимости. В случае согласованности экспертных мнений вычисляются ранги каждого направления z_{jm}, $m = \overline{1,M_1}$, $j = \overline{1,J_1}$, $j \ne j_1$.

Рассматривая строгое равенство в условии (3), получаем следующие значения затрат:

$$Z'_{jm} = \frac{\left(Z^{\text{доп}} - \sum_{m=1}^{M} z^3_{jm}\right) z_{jm}}{\sum_{m=1}^{M} \sum_{\substack{j=1 \\ j \ne j_1}}^{J} z_{jm}}.$$

С учетом новых затрат, найденных для $j = \overline{1,J_1}$, $j \ne j_1$ направлений, определяются новые значения параметров.

Таким образом, принятие одной из альтернативных переменных (2) значения, равного 1, инициализирует процесс пересчета вклада направлений в параметры инфокоммуникационной составляющей региона. При этом балансирование в соответствии с условием (3) осуществляется только по затратам. Для балансирования по целевой функции *d* и ограничениям f_i^{np}, $i = \overline{1,I}$ необходимо перейти от (1) к оптимизационной модели, включающей альтернативные переменные (2) на множестве направлений $j = \overline{1,J_1}$ и исключающей ограничение (3):

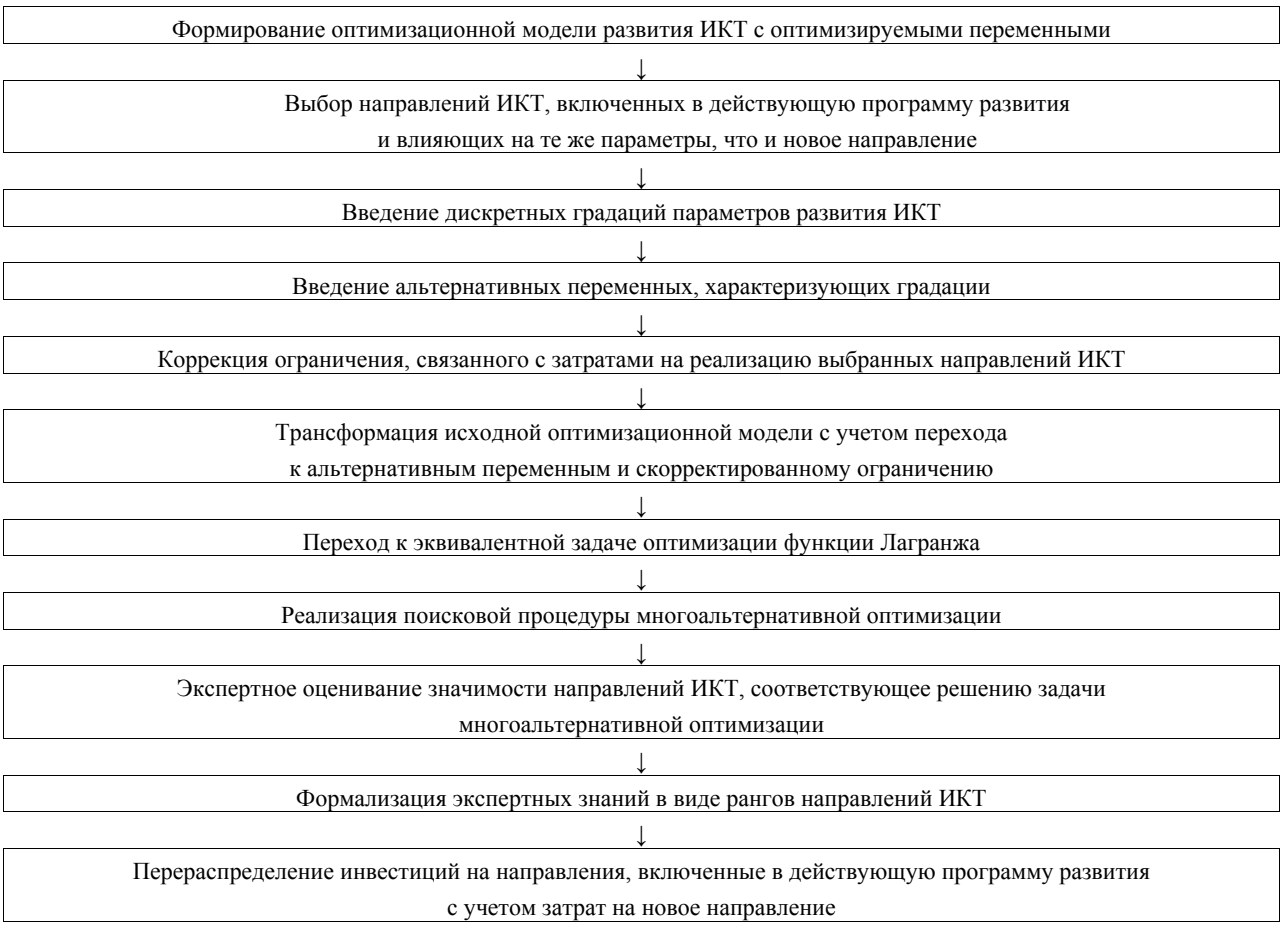
$$\begin{gathered} d_{l_1} = \phi\left(\phi_1\left(\psi_{l_1}\left(U_{nj}\left(\upsilon_s\right)\right)\right)\right), \\ l_1 = \overline{1,L_1}, \\ \phi_2\left(\psi_{l_1}\left(U_{nj}\left(\upsilon_s\right)\right)\right) \to \max, \\ F_i\left(U_{nj}\left(\upsilon_s\right)\right) \ge f_i^{np}, \\ i = \overline{1,I},\ j = \overline{1,J_1}, \\ \upsilon_s = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases},\ s = \overline{1,S}. \end{gathered} \quad (4)$$

Перейдем от задачи (4) к эквивалентной задаче оптимизации функции Лагранжа:

$$\begin{gathered} \max_{\upsilon} \min_{y \ge 0} \Phi\left(\upsilon, y\right) = \phi\left(\upsilon_s\right) - \\ - \sum\nolimits_{i=1}^{I} y_i \left(f_i^{np} - F_i\left(\upsilon_s\right)\right). \end{gathered} \quad (5)$$

Для решения (5) предполагается использовать алгоритмическую процедуру формализации экспертных знаний, аналогичную [6].

Структурная схема алгоритмической процедуры оптимального перераспределения инвестиций при реализации программы социально-экономического развития региона представлена на рисунке.



Структурная схема алгоритмической процедуры оптимального перераспределения инвестиций при реализации программы социально-экономического развития региона представлена на рисунке.

В качестве конкретных примеров приведем введение в Программу социально-экономического развития Воронежской области на 2010–2014 гг. [7] раздела 2.10 «Развитие информационных и коммуникационных технологий, связи в Воронежской области» в 2011 году [8], внесение изменений в Закон Воронежской области «О государственной (областной) поддержке инвестиционной деятельности на территории Воронежской области», согласно которым допускается отнесение проектов в сфере сельской связи к особо важным [9].

Литература

1. Воронежская область. Законы. О государственной (областной) поддержке инвестиционной деятельности на территории Воронежской области [Текст] : Закон Воронежской области от 07.07.2006 № 67-ОЗ : [принят Воронежской областной Думой 29.06.2006] // Коммуна. – 2006. – № 107.

2. Воронежская область. Законы. О Программе социально-экономического развития Воронежской области на 2012–2016 годы [Текст] : Закон Воронежской области от 08.06.2012 № 80-ОЗ : [принят Воронежской областной Думой 30.05.2012] : Собрание законодательства Воронежской области. – Воронеж. – 2012. – № 16 (часть I).

3. *Львович Я.Е.* Оптимизация влияния инфокоммуникационной составляющей на эффективность деятельности региональных органов исполнительной власти / Я.Е. Львович, Д.А. Недосекин // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 1. – С. 105–111.

4. *Львович Я.Е.* Формирование оптимизационной модели выбора направлений развития икт в регионе на основе трансформации показателей инфокоммуникационной отрасли / Я.Е. Львович, Д.А. Недосекин // Вестн. Воронежского гос. технического ун-та. – 2012. – Т. 9, № 4.

5. *Кендал М.* Ранговые корреляции / М. Кендал. – М. : Статистика, 1975.

6. *Львович Я.Е.* Многоальтернативная оптимизация : теория приложения / Я.Е. Львович. – Воронеж : Кварта, 2006.

7. Воронежская область. Законы. О программе социально-экономического развития Воронежской области на 2010–2014 годы [Текст] : Закон Воронежской области от 24.12.2010 № 134-ОЗ : [принят Воро-

нежской областной Думой 23.12.2010] // Молодой коммунар. – 2010. – № 146.

8. Воронежская область. Законы. О внесении изменений в приложение к Закону Воронежской области «О программе социально-экономического развития Воронежской области на 2010–2014 годы» [Текст] : Закон Воронежской области от 06.10.2011 № 125-ОЗ : [принят Воронежской областной Думой 29.09.2011] // Молодой коммунар. – 2011. – № 112.

9. Воронежская область. Законы. О внесении изменений в Закон Воронежской области «О государственной (областной) поддержке инвестиционной деятельности на территории Воронежской области» [Текст] : Закон Воронежской области от 17.10.2012 № 108-ОЗ : [принят Воронежской областной Думой 29.09.2011] // Молодой коммунар. – 2012. – № 117.

Статья поступила в редакцию 16 апреля 2014 г.

УДК 621.396

ОЦЕНКА ДОСТОВЕРНОСТИ ТЕКУЩИХ РЕШЕНИЙ, ФОРМИРУЕМЫХ ПОДСИСТЕМОЙ НАВИГАЦИОННО-СВЯЗНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

С.С. Ткаченко, к.т.н., ст. преподаватель, ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: tkachenss@mail.ru

Получено аналитическое выражение, позволяющее осуществлять оценку достоверности текущих решений, формируемых подсистемой навигационно-связной идентификации на основе алгоритма попарного отождествления на этапе обзора пространства бортовой РЛС. Представлены сравнительные результаты оценки данного показателя, сформированные на основе полученного аналитического выражения и путем экспериментальной оценки на основе метода статистических испытаний.

Ключевые слова: *навигационно-связная идентификация, автоматическая система обмена данными, бортовая радиолокационная станция, оценка достоверности решений.*

ESTIMATION OF THE CURRENT DECISIONS RELIABILITY FORMED BY THE NAVIGATION-COMMUNICATION IDENTIFICATION SUBSYSTEM

S.S. Tkachenko, Ph.D. in Engineering Sciences, senior lecturer, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: tkachenss@mail.ru

Analytical expression, allowing to carry out estimation of current decision (formed by navigation-communication identification subsystem on the basis of algorithm of pairwise identification at stage of on-board radar review) reliability is received. Comparative results of given indicator estimation, that were generated on the basis of received analytical expression and by experimental estimation on the basis of statistical tests method are presented.

Keywords: *navigation-communication identification, automatic data exchange system, on-board radar, estimation of reliability.*

Важной задачей, решаемой радиоэлектронным оборудованием воздушного судна в процессе оценки целевой обстановки, является идентификация целей, обнаруженных бортовой РЛС. К перспективным методам ее решения, наряду с активным запросно-ответным методом [1–4], относится метод навигационно-связной идентификации (НСИ) [5]. В его основе лежит процедура отождествления пространственных координат целей, обнаруженных бортовой РЛС с пространственными координатами абонентов автоматической системы обмена данными (АСОД). При этом область решений, формируемых в отношении идентифицируемой цели для каждого абонента АСОД «цель – абонент АСОД» разбивается на два идентификационных признака: $q = 0$ – цель и абонент АСОД являются разными объектами, $q = 1$ – цель и абонент АСОД являются одним и тем же объектом.

К настоящему времени разработан ряд алгоритмов реализации метода НСИ (координатно-связного опознавания) в рамках одноименной подсистемы [5–9] и активно продолжаются работы в этом направлении. Важным вопросом при исследовании данных алгоритмов является сравнение их эффективности по достоверности идентификации (вероятности правильной идентификации) целей в различных условиях функционирования. Широкое распространение для решения этой задачи получил метод статистических испытаний с использованием имитационных моделей функционирования подсистемы НСИ. Однако точность получаемой на основе этого метода оценки существенно зависит от величины и качества выборки моделируемых параметров. В качестве альтернативного подхода можно рассмотреть аналитическую оценку, которой не присущи вышеуказанные недостатки. Так, например, в [10–12] представлены аналитические зависимости, характеризующие достоверность идентификации целей подсистемой прямой идентификации (радиолокационной системой с активным ответом), а в [5] – подсистемой НСИ на основе предложенного в данной работе алгоритма. При этом вопрос аналитической оценки текущих решений, формируемых подсистемой НСИ на основе алгоритма попарного отождествления, рассмотренного в работе [9], на этапе обзора пространства бортовой РЛС остается открытым.

 ISSN 1995-7009

Целью настоящей работы является получение аналитического выражения, позволяющего осуществлять оценку достоверности текущих решений, формируемых подсистемой НСИ на основе алгоритма попарного отождествления на этапе обзора пространства бортовой РЛС.

Постановка задачи. Пусть имеются следующие исходные данные: R – истинное расстояние между целью и абонентом АСОД (объектами отождествления); $D_1 = D\left[x_1^*\right] = D\left[y_1^*\right] = D\left[z_1^*\right]$ и $D_2 = D\left[x_2^*\right] = D\left[y_2^*\right] = D\left[z_2^*\right]$ – дисперсии оценок пространственных координат цели и абонента АСОД соответственно; $Q = P\left(q^* = 0 \middle| q = 1\right)$ – вероятность ошибки первого рода. Текущее решение об идентификационном признаке цели формируется на основе алгоритма попарного отождествления [9] в соответствии с решающим правилом

$$\int_0^h p\left\{R^* \middle| q=1\right\} dR^* \begin{array}{c} q^*=0 \\ > \\ \leq \\ q^*=1 \end{array} 1-Q, \qquad (1)$$

где $p\left\{R^* \middle| q=1\right\}$ – плотность вероятности оценки расстояния между объектами отождествления R^* при условии наличия гипотезы $q = 1$ имеет вид

$$p\left(R^* \middle| q=1\right) = \frac{4\pi R^{*2}}{\left(\sqrt{2\pi\left(D_1+D_2\right)}\right)^3} \exp\left(-\frac{R^{*2}}{2\left(D_1+D_2\right)}\right), \qquad (2)$$

h – порог формирования решения об идентификационном признаке цели определяется из выражения

$$\int_0^h p\left(R^* \middle| q=1\right) dR^* = 1-Q. \qquad (3)$$

Требуется оценить вероятность формирования правильного текущего решения об идентификационном признаке цели (вероятность правильной идентификации цели) при условии того, что величины x_1^*, y_1^*, z_1^* и x_2^*, y_2^*, z_2^* не коррелированны и распределены по нормальному закону.

Решение. В общем случае на основании формулы полной вероятности, при известном расстоянии между объектами отождествления R имеем

$$P\left(A \middle| R\right) = \begin{pmatrix} P_{pr}\left(q=1 \middle| R\right) P\left(A \middle| q=1, R\right) + \\ + P_{pr}\left(q=0 \middle| R\right) P\left(A \middle| q=0, R\right) \end{pmatrix} =$$

$$= \begin{pmatrix} P_{pr}\left(q=1 \middle| R\right) P\left(q^*=1 \middle| q=1, R\right) + \\ + P_{pr}\left(q=0 \middle| R\right) P\left(q^*=0 \middle| q=0, R\right) \end{pmatrix}, \qquad (4)$$

где A – событие, соответствующее правильной идентификации цели.

Очевидно, что любому значению R можно однозначно сопоставить только один из идентификационных признаков $q = 0$ или $q = 1$, а именно:

$$\left.\begin{array}{l} q=1, \; if \;\; R=0 \\ q=0, \; if \;\; R\neq 0 \end{array}\right\}. \qquad (5)$$

Отсюда справедливы равенства:

$$\left.\begin{array}{r} P_{pr}\left(q=1 \middle| R=0\right)=1, \\ P_{pr}\left(q=0 \middle| R=0\right)=0, \\ P_{pr}\left(q=1 \middle| R\neq 0\right)=0, \\ P_{pr}\left(q=0 \middle| R\neq 0\right)=1, \\ P\left(q^*=1 \middle| q=1, R\right) = P\left(q^*=1 \middle| R=0\right), \\ P\left(q^*=0 \middle| q=0, R\right) = P\left(q^*=0 \middle| R\neq 0\right). \end{array}\right\} \qquad (6)$$

Выражение (4) с учетом (6) преобразуется к виду

$$P\left(A \middle| R\right) = \begin{cases} P\left(q^*=1 \middle| R=0\right), \; if \;\; R=0 \\ P\left(q^*=0 \middle| R\neq 0\right), \; if \;\; R\neq 0 \end{cases}. \qquad (7)$$

Величины $q^* = 0$ и $q^* = 1$ составляют полную группу несовместных событий, следовательно:

$$P\left(q^*=1 \middle| R=0\right) = 1 - P\left(q^*=0 \middle| R=0\right) =$$

$$= 1 - P\left(q^*=0 \middle| q=1\right) = 1-Q, \qquad (8)$$

$$P\left(q^*=0 \middle| R\neq 0\right) = 1 - P\left(q^*=1 \middle| R\neq 0\right). \qquad (9)$$

В соответствии с решающим правилом (1) выражение для вероятности формирования решения $q^* = 1$ при условии $R \neq 0$ будет иметь вид

$$P\left(q^*=1 \middle| R\neq 0\right) = \int_0^h p\left(R^* \middle| R\neq 0\right) dR^*. \qquad (10)$$

Для удобства определения порога h, при известных Q, D_1 и D_2, введем пороговый коэффициент

$$\chi = \frac{h}{\sqrt{D_1 + D_2}}. \qquad (11)$$

На рис. 1 приведен график зависимости порогового коэффициента χ от ошибки первого рода Q, полученный на основании выражений (3) и (11). С использованием данного графика для заданного Q можно определить соответствующее значение порогового коэффициента χ и найти искомое значение h по формуле

$$h = \chi\sqrt{D_1 + D_2}, \qquad (12)$$

которая следует из (11).

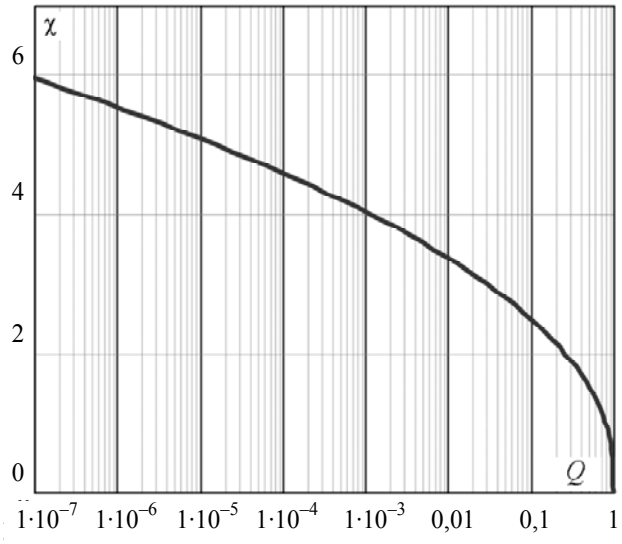


Рис. 1. Зависимость порогового коэффициента от вероятности ошибки первого рода

По определению плотности вероятности [13] имеем

$$p\left(R^* \middle| R \neq 0\right) = \frac{d}{dR^*} G\left(R^* \middle| R \neq 0\right), \qquad (13)$$

где $G\left(R^* \middle| R \neq 0\right)$ – функция распределения величины R^* при условии $R \neq 0$.

Выражение, устанавливающее зависимость между величиной R^* и величинами r_x^*, r_y^*, r_z^*, имеет вид [9]

$$R^* = \sqrt{r_x^{*2} + r_y^{*2} + r_z^{*2}}, \qquad (14)$$

где

$$\left.\begin{aligned} r_x^* &= x_1^* - x_2^*; \\ r_y^* &= y_1^* - y_2^*; \\ r_z^* &= z_1^* - z_2^*. \end{aligned}\right\} \qquad (15)$$

На основании (14) выражение для функции $G\left(R^* \middle| R \neq 0\right)$ будет иметь следующий вид:

$$G\left(R^* \middle| R \neq 0\right) = \int_{-R^*}^{R^*} f_1\left(r_z^*, R^*\right) dr_z^*. \qquad (16)$$

Здесь

$$f_1\left(r_z^*, R^*\right) = \int_{-\sqrt{R^{*2} - r_z^{*2}}}^{\sqrt{R^{*2} - r_z^{*2}}} f_2\left(r_z^*, r_y^*, R^*\right) dr_y^*, \qquad (17)$$

$$f_2\left(r_z^*, r_y^*, R^*\right) = \int_{-\sqrt{R^{*2} - r_z^{*2} - r_y^{*2}}}^{\sqrt{R^{*2} - r_z^{*2} - r_y^{*2}}} p\left(r_x^*, r_y^*, r_z^* \middle| R \neq 0\right) dr_x^*, \qquad (18)$$

$p\left(r_x^*, r_y^*, r_z^* \middle| R \neq 0\right)$ – совместная плотность вероятности величин r_x^*, r_y^* и r_z^* при условии $R \neq 0$.

Для определения функции $p\left(r_x^*, r_y^*, r_z^* \middle| R \neq 0\right)$ совместим начало некоторой декартовой системы координат $OXYZ$ с центром масс цели и сориентируем ось OY в направлении центра масс абонента АСОД. В этом случае будут справедливы следующие равенства:

$$\left.\begin{aligned} m\left[x_1^* \middle| R \neq 0\right] = m\left[y_1^* \middle| R \neq 0\right] = m\left[z_1^* \middle| R \neq 0\right] = 0; \\ m\left[x_2^* \middle| R \neq 0\right] = m\left[z_2^* \middle| R \neq 0\right] = 0; \\ m\left[y_2^* \middle| R \neq 0\right] = R. \end{aligned}\right\} \qquad (19)$$

Отсюда с учетом (15):

$$\left.\begin{aligned} m\left[r_x^* \middle| R \neq 0\right] = m\left[r_z^* \middle| R \neq 0\right] = 0; \\ m\left[r_y^* \middle| R \neq 0\right] = R. \end{aligned}\right\}. \qquad (20)$$

Так как по условию задачи величины x_1^*, y_1^*, z_1^* и x_2^*, y_2^*, z_2^* не коррелированны и рас-

пределены по нормальному закону, то в соответствии с (15) величины r_x^*, r_y^* и r_z^* также будут не коррелированными и распределены по нормальному закону. Следовательно, выражение для совместной плотности вероятности данных величин при условии $R \neq 0$ будет иметь вид

$$p\left(r_x^*, r_y^*, r_z^* \middle| R \neq 0\right) = \\ = p\left(r_x^* \middle| R \neq 0\right) p\left(r_y^* \middle| R \neq 0\right) p\left(r_z^* \middle| R \neq 0\right), \quad (21)$$

где с учетом (20):

$$p\left(r_x^* \middle| R \neq 0\right) = \\ = \frac{1}{\sqrt{2\pi\left(D_1 + D_2\right)}} \exp\left\{-\frac{r_x^{*2}}{2\left(D_1 + D_2\right)}\right\}; \quad (22)$$

$$p\left(r_y^* \middle| R \neq 0\right) = \\ = \frac{1}{\sqrt{2\pi\left(D_1 + D_2\right)}} \exp\left\{-\frac{1}{2\left(D_1 + D_2\right)}\left(r_y^* - R\right)^2\right\}; (23)$$

$$p\left(r_z^* \middle| R \neq 0\right) = \\ = \frac{1}{\sqrt{2\pi\left(D_1 + D_2\right)}} \exp\left\{-\frac{1}{2\left(D_1 + D_2\right)} r_z^{*2}\right\}. \quad (24)$$

Подставляя (8) и (9) в (7) с учетом (10), (13), (16)–(18), (21)–(24), получим

$$P\left(A \middle| R\right) = \\ = \begin{cases} 1 - Q, \; if \; R = 0, \\ 1 - \dfrac{1}{\sqrt{2\pi\left(D_1 + D_2\right)^3}} \displaystyle\int_{-h}^{h} f_1\left(r_z^*, h\right) dr_z^*, \; if \; R \neq 0 \end{cases}, \quad (25)$$

где

$$f_1\left(r_z^*\right) = \int_{-\sqrt{h^2 - r_z^{*2}}}^{\sqrt{h^2 - r_z^{*2}}} f_2\left(r_z^*, r_y^*, h\right) dr_y^*,$$

$$f_2\left(r_z^*, r_y^*, h\right) = \\ = \int_{-\sqrt{h^2 - r_y^{*2} - r_z^{*2}}}^{\sqrt{h^2 - r_y^{*2} - r_z^{*2}}} \exp\left\{-\frac{r_x^{*2} + \left(r_y^* - R\right)^2 + r_z^{*2}}{2\left(D_1 + D_2\right)}\right\} dr_x^*.$$

Для сравнения на рис. 2 приведены результаты аналитической (полученной на основе выражения (25) – штрихпунктирная линия) и экспериментальной (полученной на основе метода статистических испытаний – сплошная линия) оценок вероятности правильной идентификации цели подсистемой НСИ на основе алгоритма попарного отождествления (блок-схема процедуры получения данной оценки приведена на рис. 3).

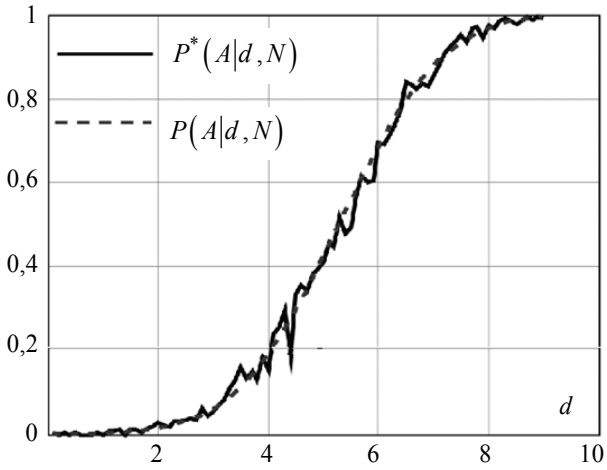


Рис. 2. Результаты аналитической и экспериментальной оценок вероятности правильной идентификации цели подсистемой НСИ на основе алгоритма попарного отождествления

На рис. 3 приняты следующие дополнительные обозначения: *normrnd* (m, σ) – оператор формирования случайной величины, распределенной по нормальному закону с математическим ожиданием m и среднеквадратическим отклонением σ; $d = R/0{,}5\sqrt{D}$; N – размер выборки случайных величин x_1^*, x_2^*, y_1^*, y_2^*, z_1^*, z_2^*.

Из рис. 2 видно, что результаты экспериментальной оценки $P^*\left(A|d,N\right)$ с некоторым разбросом сосредоточены около результатов аналитической оценки $P\left(A|d\right)$. Величину данного разброса предлагается оценить с помощью усредненной по всем существенным значениям отношения $d_i = R_i/0{,}5\sqrt{D}$ статистической дисперсии

$$\tilde{D} = \frac{\displaystyle\sum_{k=1}^{K}\left(\sum_{i=1}^{I}\left(P\left(A|d_i\right) - P^*\left(A|d_i,N,k\right)\right)\right)^2}{I\left(K-1\right)},$$

где $d_i = 0 + i\Delta$, $i = \overline{1,I}$, $I = d_{\max}\Delta^{-1}$, K – размер выборки случайной величины $P^*\left(A|d_i,N\right)$. На рис. 4 приведен ряд реализаций статистической дисперсии $\tilde{D}$, полученных для следующих значений параметров: $K = 1000$, $d_{\max} = 10$, $\Delta = 0{,}5$.

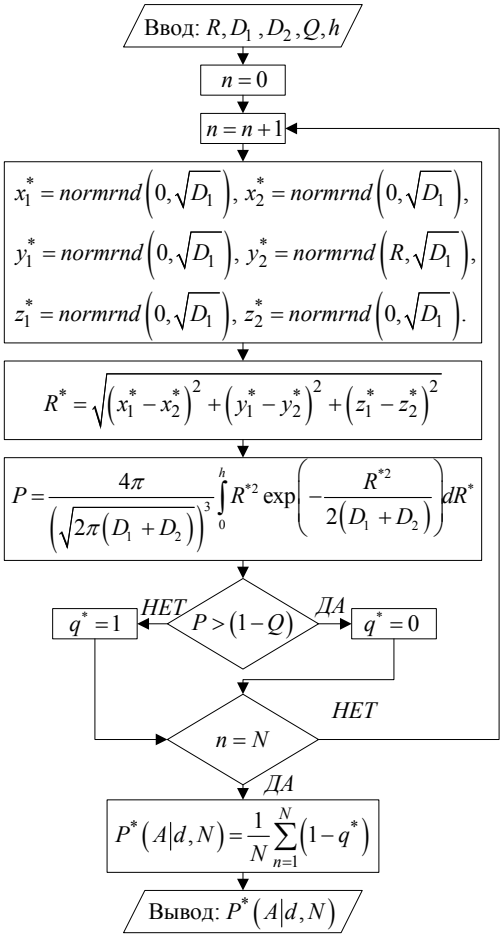


Рис. 3. Блок-схема процедуры экспериментальной оценки вероятности правильной идентификации цели подсистемой НСИ на основе алгоритма попарного отождествления

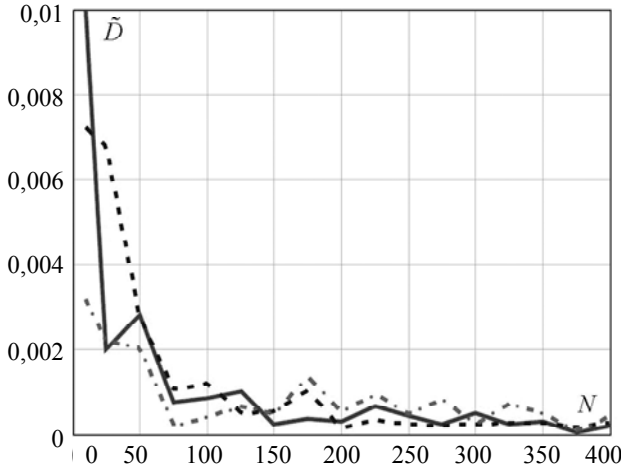


Рис. 4. Ряд реализаций статистической дисперсии разности аналитической и экспериментальной оценок вероятности правильной идентификации цели подсистемой НСИ на основе алгоритма попарного отождествления

Из рис. 4 видно, что величина $\tilde{D}$ сходится по вероятности к нулю при увеличении выборки N.

Таким образом, совместный анализ графиков, приведенных на рисунках 2 и 4, позволяет сделать вывод о том, что выражение (25) адекватно отражает зависимость вероятности правильной идентификации цели подсистемой НСИ от расстояния между объектами отождествления и может использоваться для оценки достоверности текущих решений, формируемых данной подсистемой на основе алгоритма попарного отождествления.

Литература

1. Радиоэлектронные системы : Основы построения и теория : справочник / под ред. Я.Д. Ширмана. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.

2. *Ткаченко С.С.* Принципы дополнительной селекции запросного сигнала по угловым координатам в радиолокационной системе с активным ответом / С.С. Ткаченко, А.В. Аврамов, С.Л Иванов // Вестник Воронеж. Гос. технического ун-та. – 2010. – Т. 6. – С. 104–107.

3. Пат. 84135 от 27.06.2009 Российская Федерация. Система опознавания с использованием частотного признака радиолокационной станции : Ткаченко С.С., Черепанов Д.А.

4. Пат. 121357 от 20.10.2012 Российская Федерация. Система опознавания с учетом несущей частоты и направления облучения радиолокационной станции : Ткаченко С.С.

5. *Скрынников В.Г.* Навигационно-связной метод идентификации / В.Г. Скрынников, С.В. Терентьев // Радиотехника. – 1997. – № 7. – С. 107–111.

6. Пат. 2461019 от 10.09.2012 Российская Федерация. Способ координатно-связного опознавания с применением статистической оценки разности пространственных координат : Ткаченко С.С., Аврамов А.В., Иванов С.Л.

7. *Ткаченко С.С.* Координатно-связное опознавание на основе теории дискретной фильтрации и статистической обработки опытных данных / С.С. Ткаченко, А.В. Аврамов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2010. – № 11. – С. 15–20.

8. *Аврамов А.В.* Алгоритм опознавания воздушных объектов на основе оценки разности их координат / А.В. Аврамов, С.С. Ткаченко // Вестник Воронеж. ин-та МВД России. – 2009. – № 3. – С. 98–102.

9. *Ткаченко С.С.* Алгоритм комплексной обработки информации в подсистеме навигационно-связной идентификации / С.С. Ткаченко, С.Л. Иванов, А.Ю. Трущинский // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 4. – С. 26–30.

10. Обобщенный критерий достоверности принятия решения в подсистеме прямой идентификации /

С.С. Ткаченко и др. // Вестник ВГТУ. – 2010. – Т. 6, № 6. – С. 27–29.

11. *Вик И.П.* Методика оценки качества опознавания объектов в бортовом радиоэлектронном комплексе самолета / И.П. Вик // Радиотехника. – 1996. – № 5. – С. 112–117.

12. *Ткаченко С.С.* Оценка достоверности принятия решения в радиолокационной системе с активным ответом / С.С. Ткаченко, А.В. Аврамов, С.Л. Иванов // ВВАИУ. – Воронеж, 2010. – № 3 (10). – С. 111–116.

13. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей : учебник для студ. вузов / Е.С. Вентцель. – 9-е изд., стер. – М. : Издат. центр «Академия», 2003. – 576 с.

Статья поступила в редакцию 28 февраля 2014 г.

Адрес редакции:
394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
ОАО «Концерн «Созвездие»,
редакция журнала «Теория и техника радиосвязи»
Тел. (473) 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
E-mail: office@sozvezdie.su