ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 1/2014

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. – 9,9
Тираж 200 экз. Заказ № 77
Подписано в печать 4.03.2014 г.

© ОАО «Концерн «Созвездие», 2014

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 1, 2014

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Базовые принципы создания помехозащищенных систем радиосвязи
А.Ю. Беккиев, В.И. Борисов …… 5

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Адаптивное обнаружение радиоволн многоканальным обнаружителем-пеленгатором с произвольной антенной системой в условиях отсутствия информации о ее характеристиках
М.Л. Артемов, Е.С. Соломко ……..... 19

О распределении суммы квадратов коррелированных гауссовских случайных величин в задачах энергетического обнаружения радиосигналов
М.Л. Артемов, М.П. Сличенко …… 26

Методика синтеза структуры непозиционных цифровых фильтров
А.В. Велигоша …… 30

Разработка метода математического описания процессов обработки графической информации, обладающих фрактальными и мультифрактальными свойствами
Д.А. Велигоша, А.С. Варнавской …… 35

Методика многокритериального выбора варианта сети мобильного беспроводного широкополосного доступа с учетом неопределенности исходных данных
А.В. Гармонов, А.В. Ловягин, Г.А. Кащенко …….. 42

Адаптивное энергетическое обнаружение квазидетерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов
В.И. Костылев, М.П. Сличенко …… 54

Оценка помехоустойчивости когерентной схемы выделения информации
Ю.Н. Максюта …… 62

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Метод интеллектуальной обработки данных оценки местности в интересах определения районов для передвижения и размещения специальной техники различного назначения
А.А. Ерыгин, С.А. Житенев, В.Н. Коротун, С.Н. Меркулов, М.С. Подласкин, В.В. Фомин …… 67

К вопросу о реализации программного обеспечения системы управления подвижными радиотехническими объектами
И.Н. Малышева …… 75

Беспроводная автоматизированная система сбора и обработки данных
В.П. Мочалов, С. В. Яковлев, Э.И. Ямбулатов …….. 79

Обнаружение и пеленгация искусственных ионосферных образований с помощью спутниковых радионавигационных систем
В.П. Пашинцев, С.А. Коваль, В.И. Стрекозов, А.В. Ляхов …… 88

Возможности применения технологии распределения данных для создания информационно-центрических систем в тактическом звене
Ю.С. Сухоруков, М.Н. Данильченко …… 94

РАЗНОЕ

Анализ эффективности работы компании в условиях конкурентной среды
В.Ю. Падалкин, Е.И. Воронцова …….. 99

УДК 621.391.372

БАЗОВЫЕ ПРИНЦИПЫ СОЗДАНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ

А.Ю. Беккиев, д.т.н., профессор, генеральный директор
В.И. Борисов, д.т.н., профессор, член-корреспондент РАН, научный руководитель
ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: office@sozvezdie.su

Представлены базовые принципы создания помехозащищенных систем радиосвязи, включающие алгоритм оптимальной и субоптимальной обработки сигналов, методы расширения спектра и анализ их эффективности в условиях воздействия как пассивных, так и преднамеренных помех.

Ключевые слова: *помехозащищенные системы радиосвязи, радиоэлектронное подавление, помехоустойчивость, скрытность, средняя вероятность ошибки (СВО), псевдослучайная перестройка рабочей частоты (ППРЧ), шумоподобные сигналы (ШПС).*

KEY PRINCIPLES FOR ANTIJAM RADIO COMMUNICATION SYSTEMS DESIGN

A.Yu. Bekkiev, Dr.Sc.(Eng.), professor, general director
V.I. Borisov, Dr.Sci.(Eng.), professor, corresponding member RAS, research supervisor
JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: office@sozvezdie.su

Key principles of antijam radio communication systems formation, including optimal and suboptimal signal processing algorithm, spectrum spreading methods and analysis of their efficiency in both passive and intentional jamming conditions are presented.

Keywords: *antijam radio communication systems, jamming, noise immunity, signal hiding, mean error probability, pseudorandom frequency hopping, noise-like signals.*

Созданию помехозащищенных систем радиосвязи предшествовал ряд теоретических разработок, которые условно можно разделить на два направления. ***Первое*** было сформулировано в конце сороковых – начале пятидесятых годов XX века В.А. Котельниковым (СССР) и Д. Миддлтоном (США) и нацелено на разработку оптимальных методов приема и обработки переданных сигналов на фоне флуктуационного шума, взаимных и преднамеренных помех. Это направление представляет собой статистическую теорию принятия решения и оценку потенциальной помехоустойчивости.

Второе направление было заложено примерно в то же время, что и первое, работами К.Шеннона (США) и А.Н.Колмогорова (СССР) и основывается на понятии *количества информации*. Данный подход главным образом сосредоточен на кодировании и декодировании, рассматриваемых с наиболее общих позиций. Введение Шенноном таких понятий, как *энтропия* и *количество информации* позволило получить количественное описание процессов передачи информации, установить общие закономерности и определить пропускную способность канала.

Формула пропускной способности канала с гауссовским шумом имеет вид

$$C\ [\text{бит/сек}] = W \log\left(1+\frac{P_s}{P_n}\right),$$

где W – ширина полосы пропускания канала, P_s и P_n – мощности сигнала и шума соответственно. Данная формула устанавливает возможность «обмена» ширины полосы пропускания на отношение сигнал–шум P_s/P_n и наоборот. К настоящему времени оба направления получили широкое развитие, признаны инженерами-практиками и стали давать важные практические результаты, роль их в современном обществе возрастает. Также стало очевидно, что только совместное использование в системах связи новейших высокоэффективных алгоритмов принятия статистических решений и кодирования (в частности, турбокодирования) с применением технологии реализации «на одном кристалле» способно решить задачу создания систем радиосвязи с высокой помехозащищенностью и максимальной пропускной способностью.

Целью настоящей работы является анализ помехозащищенных систем радиосвязи, выявление и систематизация основных принципов их создания.

1. Основные понятия и определения

Под помехозащищенностью *систем радиосвязи* (СРС) и управления обычно понимается способность выполнять задачи в условиях *радиоэлектронного подавления* (РЭП). В общем случае РЭП включает в себя два последовательных этапа: радиотехническую разведку и радиопротиводействие. Целью радиотехнической разведки является установление факта работы радиосистемы и определение ее параметров, необходимых для радиопротиводействия. Целью радиопротиводействия является создание таких условий (помех), которые привели бы к невозможности выполнения поставленной перед системой радиосвязи задачи.

Важнейшими составляющими помехозащищенности СРС являются *помехоустойчивость* и *скрытность* [1–5].

Понятием *скрытность* характеризуется способность СРС противостоять действиям радиоразведки, направленным на обнаружение сигналов, измерение параметров, определение направления их прихода. В зависимости от решаемых радиоразведкой задач скрытность СРС в общем случае может быть классифицирована как энергетическая, структурная, информационная, временна́я и пространственная (рис. 1).

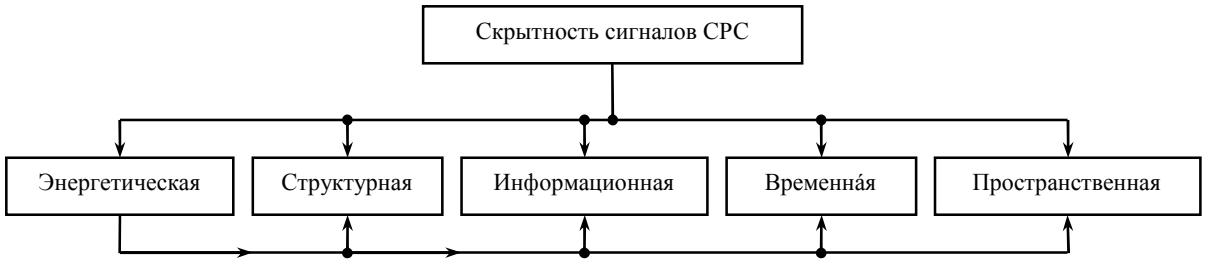


Рис. 1. Классификация скрытности

Энергетическая скрытность характеризуется малой вероятностью обнаружения неизвестных сигналов по энергии и достигается за счет применения сигналов с расширением спектра.

Структурная скрытность достигается за счет применения различных видов модуляции и псевдослучайного закона формирования расширяющих спектр последовательностей. Под *псевдослучайным* будем понимать такой способ формирования последовательностей, при котором последовательность на передающей и приемной сторонах воспринимается как детерминированная, а для станции радиоразведки – как случайная, т.е. удовлетворяет общепринятым статистическим тестам проверки на случайность.

Информационная скрытность в основном достигается за счет применения алгоритмов шифрования-дешифрования [6], к которым относятся, например, алгоритмы и стандарты шифрования AES (Advanced Encryption Standard – американский стандарт шифрования), DES (Data Encryption Standard – американский стандарт шифрования данных) и ГОСТ 28147-89 (российский стандарт шифрования) [7].

Временна́я скрытность достигается за счет псевдослучайного характера времени ведения радиосвязи.

Пространственная скрытность достигается за счет адаптивного формирования узкого луча диаграммы направленности передающей антенны [8].

В настоящей статье основное внимание уделено проблемам помехоустойчивости и энергетической скрытности.

1.1. Помехоустойчивость

Под *помехоустойчивостью* понимается способность СРС противостоять воздействию различного вида радиопомех [1].

Впервые принципы построения приемника с *потенциальной помехоустойчивостью* были сформулированы В.А. Котельниковым [9].

На основе введения понятия *идеального приемника* был синтезирован оптимальный алгоритм обработки, а количественной мерой помехоустойчивости выбрана вероятность ошибки при принятии решения идеальным приемником. Уже на начальной стадии развития помехоустойчивого приема стало ясно, что с математической

точки зрения это – по выражению В.Л. Добрушина – «одно из многочисленных приложений теории статистических решений, а также других разделов математической статистики и теории случайных процессов» [1].

Наличие ранее разработанных статистических методов и математического аппарата исследований сделало возможным *синтез* оптимальных и квазиоптимальных устройств средств и систем радиосвязи. Поэтому *принципы* построения помехоустойчивых СРС на основе статистической теории принятия решения и помехоустойчивого кодирования являются (и будут являться) важным инструментом для создания перспективных помехоустойчивых систем радиосвязи.

Для оценки помехоустойчивости СРС в условиях воздействия различных видов помех необходимо иметь соответствующие показатели. При передаче дискретных сообщений в стационарном белом гауссовском шуме предпочтительным показателем количественной меры помехоустойчивости является *средняя вероятность ошибки* (СВО) на бит информации, которая в случае оптимального приема детерминированного сигнала на фоне аддитивного белого гауссовского шума может быть записана следующим образом [1]:

$$P_E = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\frac{q}{\sqrt{2}}\right), \qquad (1.1)$$

где q^2 – отношение сигнал–шум по энергии:

$$q^2 = \frac{2E_s}{N_0} = 2TW\frac{P_s}{P_n} = 2TWh^2, \qquad (1.2)$$

E_s – энергия сигнала, $N_0/2$ – двусторонняя спектральная плотность мощности шума, T – длительность информационного бита, W – ширина полосы сигнала, P_s – мощность сигнала, P_n – мощность аддитивного белого гауссовского шума, $h^2 = P_s/P_n$ – отношение сигнал–шум по мощности,

$$\operatorname{erfc}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_z^\infty e^{-t^2}dt.$$

Как видно из (1.2), отношение сигнал–шум по энергии пропорционально отношению сигнал–шум по мощности с коэффициентом пропорциональности B:

$$B = TW. \qquad (1.3)$$

Величину B принято называть *базой сигнала*.

На рис. 2 приведены графики зависимости вероятности ошибки на бит от базы сигнала B при фиксированном значении отношения сигнал–шум по мощности h^2.

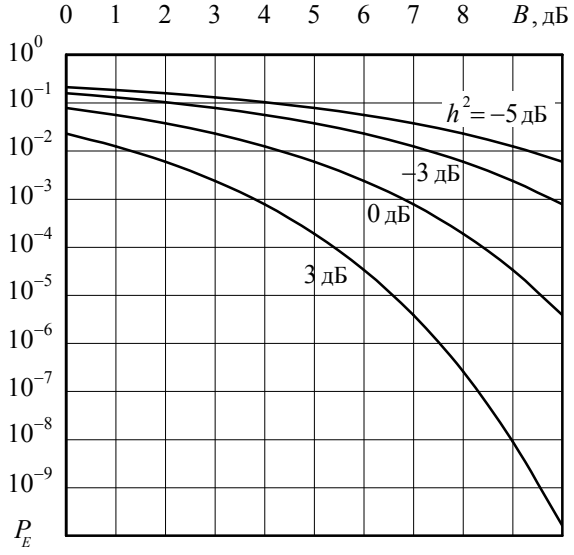


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки на бит P_E от базы сигнала B при фиксированном отношении сигнал–шум по мощности h^2

Из рис. 2 видно, что при фиксированном отношении сигнал–шум по мощности с увеличением базы сигнала вероятность ошибки на бит падает, т.е. помехоустойчивость возрастает. Следовательно, *при фиксированной мощности сигнала помехоустойчивость можно повысить только за счет увеличения базы сигнала*.

1.2. Энергетическая скрытность

Энергетическая скрытность характеризует способность противостоять мерам, направленным на обнаружение сигнала разведприемником. Количественной мерой энергетической скрытности может служить вероятность правильного обнаружения P_d при заданной вероятности ложной тревоги P_f. Обнаружение сигнала в шуме зависит от априорной осведомленности о характеристиках шума и сигнала. Если форма (структура) сигнала известна, а шум – гауссовский, то обнаружение заключается в применении согласованного фильтра или эквивалентного ему коррелятора. Если форма сигнала неизвестна, то для обнаружения применяется так называемый *энергетический обнаружитель* (рис. 3) [10].

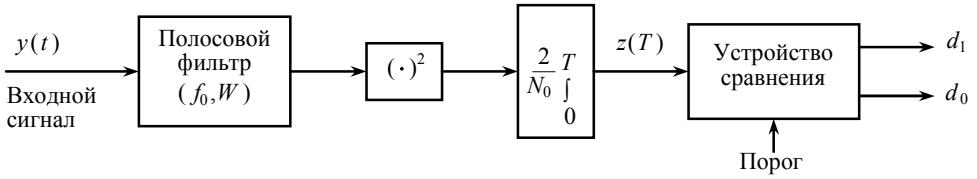


Рис. 3. Структурная схема энергетического обнаружителя

Как показано Урковицем [10], в отсутствие сигнала статистика $z(T)$ на выходе энергетического обнаружителя имеет центральное χ^2-распределение с $n=[2TW]$ степенями свободы (где $[\cdot]$ – целая часть числа), а при наличии сигнала – нецентральное χ^2-распределение с $n=[2TW]$ степенями свободы и параметром нецентральности λ:

$$\lambda = 4TWh^2, \qquad (1.4)$$

где, как и ранее, $h^2=P_s/P_n$ – отношение сигнал–шум по мощности. Вероятности ложной тревоги P_f и правильного обнаружения P_d выражаются через обобщенную Q-функцию Маркума следующим образом [10]:

$$P_f = Q_M(0,\sqrt{z_0}), \qquad (1.5)$$

$$P_d = Q_M(\sqrt{\lambda},\sqrt{z_0}), \qquad (1.6)$$

где $M=[TW]$, z_0 – порог обнаружения, $Q_M(a,b)$ – обобщенная Q-функция Маркума, имеющая следующее интегральное представление:

$$Q_M(a,b) = \frac{1}{a^{M-1}}\int_b^\infty x^M \exp\left\{-\frac{x^2+a^2}{2}\right\} I_{M-1}(ax)\,dx, \qquad (1.7)$$

$I_{M-1}(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого рода порядка $M-1$. Как было показано Урковицем, если зафиксировать вероятность ложной тревоги P_f и правильного обнаружения P_d, то с ростом числа степеней свободы n увеличивается требуемое отношение сигнал–шум, обеспечивая заданные вероятности (рис. 4).

Итак, можно заключить, что для обеспечения требуемых вероятностей P_f и P_d с ростом базы сигнала B необходима и большая энергия сигнала. Другими словами, энергетическая скрытность увеличивается с увеличением базы сигнала.

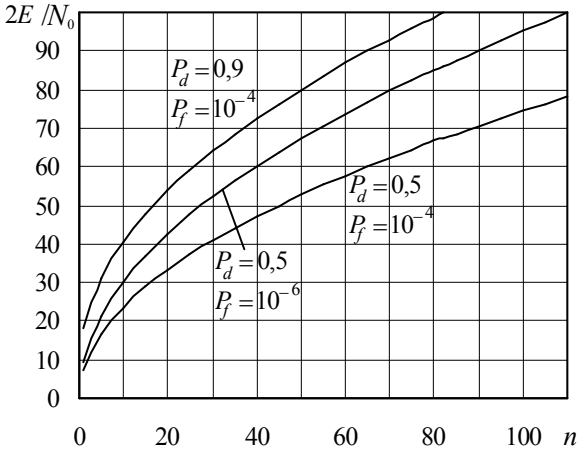


Рис. 4. Требуемое отношение сигнал–шум

Из предварительного анализа помехоустойчивости и энергетической скрытности следует, что база сигнала является тем параметром, увеличение которого приводит к одновременному повышению помехоустойчивости и энергетической скрытности. При этом базу сигнала можно увеличивать за счет увеличения либо длительности сигнала, либо ширины полосы, либо обеих этих величин. Следует заметить, что увеличение длительности сигнала приведет к уменьшению скорости передачи данных и уменьшению пропускной способности, а увеличение ширины полосы, – согласно формуле Шеннона, – к увеличению пропускной способности канала.

Таким образом, увеличение ширины полосы канала приводит к одновременному *увеличению* следующих важных показателей функционирования систем радиосвязи: *пропускной способности, помехоустойчивости, энергетической скрытности*. Данное обстоятельство предопределило использование в помехозащищенных системах связи сигналов с расширенным спектром, а именно: сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ), сложных шумоподобных сигналов (ШПС), а также различных сигнальных конструкций на их основе.

2. Сигналы с расширенным спектром

2.1. Принципы расширения спектра

Сигналам с расширенным спектром и оценке их помехозащищенности посвящена обширная литература (см., например, [1–5]). Здесь приведем лишь краткую характеристику и основные принципы методов расширения спектра сигналов. Сущность метода можно сформулировать следующим образом [11]. Расширение спектра сигнала есть способ передачи, при котором сигнал занимает полосу частот, более широкую по сравнению с полосой, минимально необходимой для передачи информации. Расширение полосы частот сигнала обеспечивается специальным кодом, не зависящим от передаваемой информации. Для последующего сжатия полосы частот сигнала и восстановления данных в приемном устройстве системы радиосвязи также используется специальный код, аналогичный коду в передатчике и синхронизированный с ним.

Такой подход к расширению спектра обладает целым рядом достоинств [1–5, 7]:

– повышенной помехозащищенностью,

– высокой энергетической скрытностью,

– возможностью обеспечения кодового разделения сигналов при многостанционном доступе,

– способностью противостоять преднамеренным помехам,

– повышенной пропускной способностью,

– возможностью измерения времени прихода сигнала с большой точностью и высоким разрешением (что делает такие сигналы незаменимыми в системах высокоточного позиционирования ГЛОНАС (GPS)).

Базовыми методами расширения спектра сигналов являются метод прямого расширения спектра с помощью псевдослучайной последовательности (ПСП) и метод псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ).

В *первом* случае расширение спектра достигается непосредственной модуляцией несущей частоты псевдослучайной последовательностью (как правило, двоичной) за счет псевдослучайной перестройки фазы передаваемого сигнала. Такие сигналы называются *фазоманипулированными широкополосными сигналами* (ФМ ШПС). Они формируются путем умножения сигнала несущей на псевдослучайную последовательность с тактовой частотой, намного превышающей ширину полосы частот информационного сигнала. Во *втором* случае (ППРЧ) сигналы можно рассматривать как последовательность радиоимпульсов (в общем случае – модулированных), несущие частоты которых скачкообразно перестраиваются по псевдослучайному закону в некотором частотном диапазоне W_f. В первом случае (ПСП) модулируется фаза несущей, а сама частота остается постоянной, во втором – скачкообразно модулируется частота несущей, а фаза может оставаться непрерывной или, также, терпеть разрыв.

Обязательным условием применения сигналов с ППРЧ является детерминированность формирования ПСП радиоимпульсов, а точнее – их несущих частот и временно́го положения, что позволяет приемной стороне осуществлять частотную и временну́ю синхронизацию.

Для постановщика помех в системе РЭП закон формирования сигналов с ППРЧ не известен и воспринимается как случайный. Данный факт исключает возможность создания эффективных способов подавления и вынуждает систему РЭП с ограниченной мощностью передатчика распределять соответствующим образом спектральную плотность мощности помех по всему частотному диапазону. Частотный диапазон W_f можно рассматривать как многоканальную систему, где каждый канал – спектральная область с центральной частотой, равной одной из возможных выделенных псевдослучайных частот. Каналы могут быть либо смежными (соприкасающимися), либо разделенными между собой неиспользуемыми областями. Такой подход формирования ППРЧ в случае необходимости позволяет исключать те каналы, которые заняты сильными помехами, или в которых имеют место устойчивые замирания. Временной интервал между переключениями частот называется *длительностью частотного элемента* или *периодом*, который характеризует время работы на одной частоте.

2.2. Фазоманипулированные широкополосные сигналы

Как было показано ранее, ФМШПС представляет собой последовательность радиоимпульсов, в которых фаза θ_k меняется по псевдослучайному закону. Следовательно, модулированный информационный бит можно представить следующим образом:

$$S(t) = \sum_{k=1}^{L} u\left(t-(k-1)\,\tau_{\text{и}}\right)\cos\left(\omega_0 t+\theta_k+\theta_0\right), \quad (2.1)$$

где $u(t)$ – функция единичного скачка:

$$u(t-(k-1)\tau_и) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \in [(k-1)\tau_и;\, k\tau_и], \\ 0 & \text{при } t \notin [(k-1)\tau_и;\, k\tau_и], \end{cases}$$

$\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая круговая частота, $\theta_0 \in [0,\ 2\pi]$ – начальная фаза сигнала, $\tau_и$ – длительность элемента ПСП, L – число элементов ПСП на длительности информационного бита:

$$L = T_b / \tau_и,$$

T_b – длительность бита. Благодаря простоте реализации широкое распространение получила бинарная манипуляция, при которой $\theta_k = \alpha_k \pi$, $\alpha_k \in \{0;1\}$. Учитывая, что

$$\cos(\omega_0 + \pi + \theta_0) = -\cos(\omega_0 + \theta_0),$$

выражение (2.1) можно переписать для бинарной фазовой манипуляции:

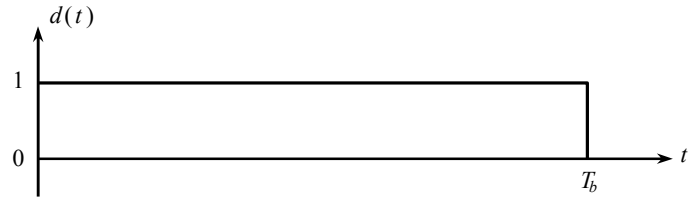
$$S(t) = \sum_{k=1}^{L} (-1)^{\alpha_k} u(t-(k-1)\tau_и)\cos(\omega_0 t + \theta_0), \quad (2.2)$$

откуда следует, что расширяющая спектр функция

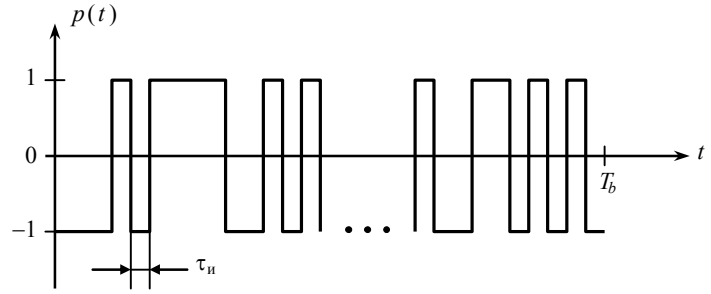
$$p(t) = \sum_{k=1}^{L} (-1)^{\alpha_k} u(t-(k-1)\tau_и) \quad (2.3)$$

состоит из последовательности положительных и отрицательных импульсов, амплитуды которых $b_k = (-1)^{\alpha_k}$ называют *кодовой последовательностью*.

Существуют различные способы формирования кодовой последовательности, а соответственно, и функции $p(t)$ [12–14]. Для передачи одного информационного бита с помощью ФМШПС в передатчике осуществляется умножение информационного бита $d(t)$ (рис. 4а) на расширяющую спектр функцию $p(t)$ (рис. 4б). В результате умножения происходит расширение спектра сигнала, после чего сигнал с расширенным спектром осуществляет модуляцию несущей на частоте ω_0 с начальной фазой θ_0 (рис. 5).



а)



б)

Рис. 4. Информационный бит (а) и расширяющая спектр функция (б)

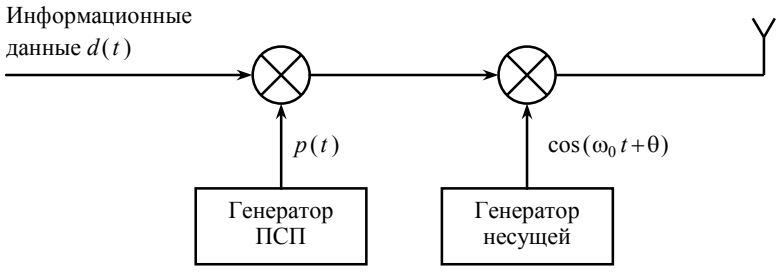


Рис. 5. Структурная схема передатчика ФМ ШПС

На рис. 6 изображены спектральная плотность мощности информационного бита данных $G_d(f)$ и спектральная плотность мощности ФМ ШПС $G_p(f)$.

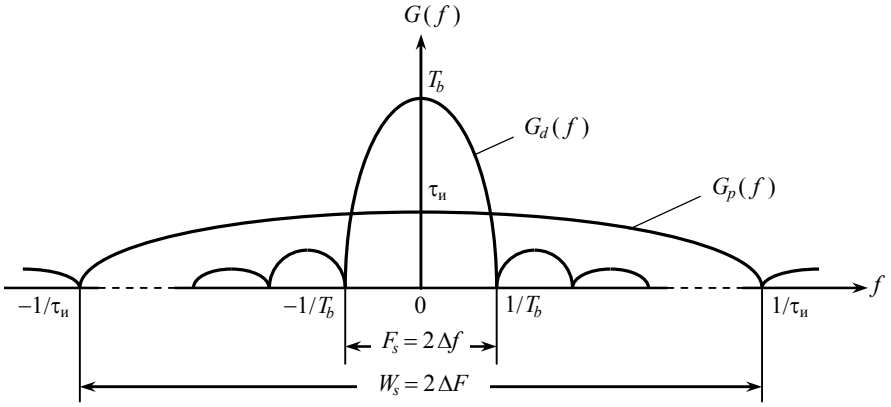


Рис. 6. Спектральная плотность мощности информационного бита $G_d(f)$ и бинарного ФМШПС $G_p(f)$

Из рис. 6 видно, что в данном случае коэффициент расширения спектра равен

$$L = \frac{W_s}{F_s} = \frac{2\Delta F}{2\Delta f} = \frac{T_b}{\tau_и}. \qquad (2.4)$$

Обычно в системах связи с ФМ ШПС псевдослучайные последовательности формируются так, чтобы период ПСП равнялся L. Однако могут применяться ПСП с периодом, превосходящим L.

Теория оптимального и субоптимального приема детерминированных сигналов на фоне гауссовского шума исследована исчерпывающим образом и изложена в многочисленных статьях, монографиях, учебниках [1–5]. Приведем кратко основные положения.

В современных СРС широкое применение получили оптимальные когерентные приемники двоичных (бинарных) противоположных сигналов на основе согласованного фильтра или эквивалентного ему коррелятора (рис. 7).

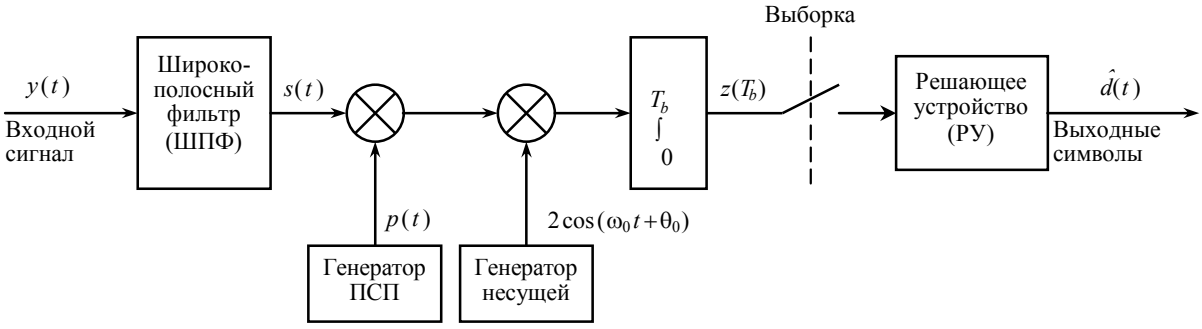


Рис. 7. Структурная схема приемного устройства двоичной СРС с ФМ ШПС

Помехоустойчивость систем связи с ШПС. Вероятность ошибки на бит в условиях воздействия аддитивного белого гауссовского шума с двусторонней спектральной плотностью мощности $N_0/2$ равна

$$P_E = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right), \qquad (2.5)$$

где $E_s = P_s T_b$ – энергия сигнала на бит (P_s – мощность сигнала). Если кроме белого гауссовского шума воздействует помеха $J(t)$, то суммарный сигнал на входе широкополосного фильтра (см. рис. 7) можно представить в виде

$$y(t) = \sqrt{2P_s}\, d(t)\, p(t)\cos(\omega_0 t + \theta_0) + \\ + n(t) + J(t), \qquad (2.6)$$

где $n(t)$ – белый гауссовский шум, $J(t)$ – помеха. В этом случае вероятность ошибки принимает вид [1]:

$$P_E = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left[\left(\frac{N_0}{E_s} + \frac{\eta P_J}{K_s P_s}\right)^{-1/2}\right], \qquad (2.7)$$

где K_s – коэффициент расширения спектра:

$$K_s = \frac{T_b}{\tau_и} = \frac{W_s}{F_s},$$

W_s – расширенная полоса частот сигнала, F_s – полоса частот информационного бита, P_s и P_J – мощности сигнала и помехи соответственно, η – параметр воздействия помехи.

Рассмотрим пример. Для помехи со спектром, равномерно сосредоточенным внутри полосы W_s (рис. 8), имеем

$$S_J(f) = \begin{cases} \dfrac{P_J}{2W_J}, & |f - f_J| \le \dfrac{W_J}{2}, \\ 0, & |f - f_J| > \dfrac{W_J}{2}, \end{cases} \qquad (2.8)$$

коэффициент воздействия имеет вид

$$\eta = \frac{1}{W_J}\int_{f_J - \frac{W_J}{2}}^{f_J + \frac{W_J}{2}} \operatorname{sinc}^2[(f_0 - f)\tau_и]\, df. \qquad (2.9)$$

Если $\frac{E_s}{N_0} >> 1$, то имеет место аппроксимация, учитывающая только эффект воздействия помех, и

$$P_E \approx \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left[\left(\frac{K_s P_s}{\eta P_J}\right)^{1/2}\right]. \qquad (2.10)$$

Так как $\operatorname{erfc}(x)$ является убывающей функцией, то из (2.10) следует, что при фиксированном отношении сигнал–помеха P_s/P_J вероятность ошибки убывает с возрастанием коэффициента расширения спектра, что еще раз подтверждает тот факт, что расширение спектра повышает помехоустойчивость в условиях воздействия стационарной помехи. Кроме того, при воздействии импульсных помех в системах радиосвязи с ФМ ШПС удается синтезировать наихудшую импульсную помеху. Для этой помехи вероятность ошибки на бит определяется следующим выражением [1]:

$$P_E = \frac{0{,}083}{2K_s} \cdot \frac{P_J}{P_s}, \qquad (2.11)$$

которое определяет верхнюю границу вероятности ошибки на бит в системах радиосвязи с ФМ ШПС. Из (2.11) также следует, что при фиксированном P_s/P_J вероятность ошибки убывает с ростом коэффициента расширения спектра.

Таким образом, в условиях воздействия как стационарных, так и импульсных помех помехоустойчивость систем радиосвязи с ШПС возрастает с увеличением коэффициента расширения спектра.

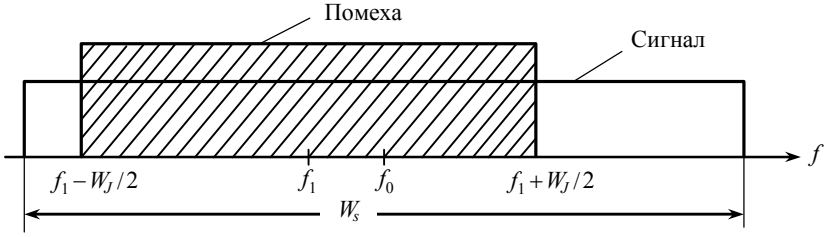


Рис. 8. Частотная расстройка для случая помехи в части полосы

2.3. Сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты

Метод ППРЧ широко применяется в подвижных СРС в тех случаях, когда энергию передаваемого сигнала требуется рассредоточить по возможно более широкой полосе частот. В зависимости от отношения времени работы на одной частоте T_h к длительности информационного бита T_b ППРЧ может быть классифицирована на *межбитовую, побитовую* и *внутрибитовую*.

При межбитовой ППРЧ n информационных битов передаются на одной частоте и $T_b = nT_h$ (в англоязычной литературе межбитовую ППРЧ еще называют «медленной»). При побитовой ППРЧ передача каждого бита осуществляется на своей частоте ($T_b = T_h$). При внутрибитовой ППРЧ расширение спектра достигается за счет разнесения бита на независимые частотные элементы (суб-биты) и $T_h = T_b/L$, где L – число скачков рабочей частоты внутри одного бита. Побитовую и внутрибитовую ППРЧ также принято называть «быстрой».

Приведем структурные схемы передатчика и приемника типовой одноканальной СРС с ППРЧ (рис. 9).

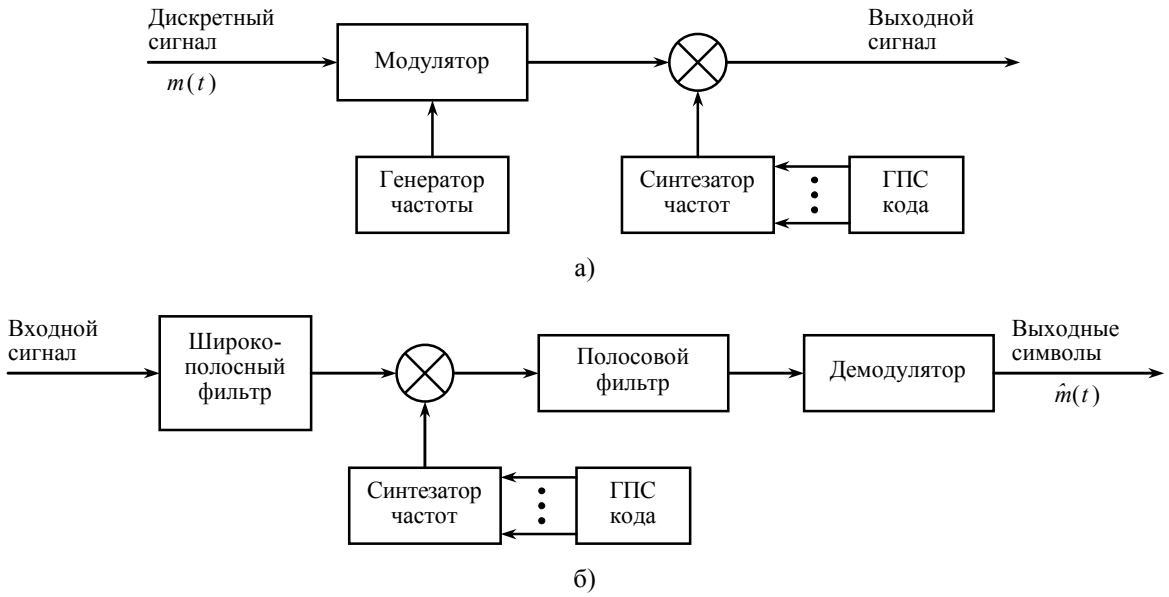


Рис. 9. Структурные схемы передатчика (а) и приемника (б) одноканальной СРС с ППРЧ

Режим работы ППРЧ удобно задавать с помощью частотно-временной матрицы (ЧВМ). На рис. 10 приведен фрагмент частотно-временной матрицы сигнала одноканальной СРС с ППРЧ. Заштрихованные области на рисунке означают частотные каналы, занятые сигналом в соответствующие моменты времени.

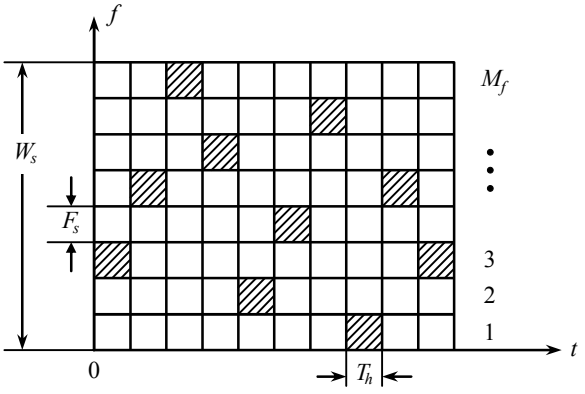


Рис. 10. Фрагмент частотно-временной матрицы сигналов одноканальной СРС с ППРЧ

2.4. Модели преднамеренных помех для сигналов с ППРЧ

Заградительная шумовая помеха в части полосы. Заградительная шумовая помеха (ШП) в части полосы может быть представлена в виде сосредоточенного по полосе гауссовского шума $J(t)$ мощности P_J с равномерной спектральной плотностью мощности в полосе γW_s $(0<\gamma\le 1)$. При этом мощность помехи σ_J^2, воздействующей на каждый частотный элемент сигнала в подавляемой полосе частот γW_s, равна

$$\sigma_J^2 = \frac{P_J}{\gamma W_s} W_h = \frac{N_J}{\gamma} W_h, \qquad (2.12)$$

где $N_J = P_J/W_s$ – средняя спектральная плотность мощности ШП в пределах общей полосы W_s, W_h – ширина полосы частотной позиции сигнала с ППРЧ. В пределе при $\gamma=1$ полосно-заградительная помеха превращается в заградительную помеху во всей полосе частот.

В принципе система связи с ППРЧ может изменять полосу частот под воздействием шумовой помехи, поэтому естественно предположить, что положение шумовой помехи также может изменяться, но медленнее, чем скорость изменения ППРЧ. Для простоты анализа можно предположить, что момент скачка полосы совпадает во времени с моментом скачка сигнала с ППРЧ (рис. 11).

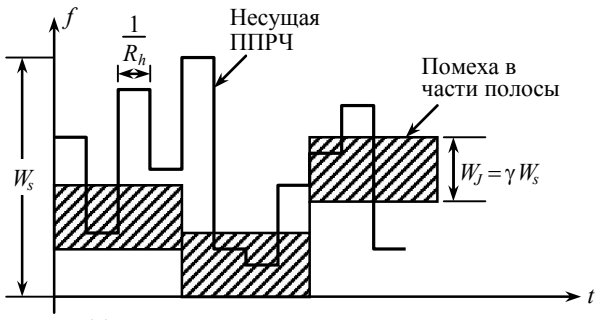


Рис. 11. Частотно-временная диаграмма помехи в части полосы

Помехоустойчивость систем связи с ППРЧ при помехе в части полосы. При равномерном распределении частотных элементов сигнала с ППРЧ в общей полосе W_s параметр γ можно интерпретировать как вероятность попадания частотного элемента в область воздействия помехи. Поскольку каналы примыкают друг к другу, будем считать, что либо оба канала одновременно подавляются с вероятностью γ, либо одновременно не подавляются с вероятностью $(1-\gamma)$. При таких условиях средняя вероятность ошибки на бит P_E в общем виде может быть представлена зависимостью [15, 16]

$$P_E = \gamma P_{E2}(\gamma, 2) + (1-\gamma) P_{E0}\left(\frac{E_b}{N_0}\right), \qquad (2.13)$$

где P_{E2}, P_{E0} – условные вероятности ошибки на бит при воздействии помехи на оба канала и в отсутствии помехи на входе демодулятора соответственно, E_b – энергия информационного бита ($E_b = P_s T_b$), N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности собственных шумов. При $\gamma = 1$ шумоподобная помеха в части полосы превращается в заградительную помеху, моделью которой является белый гауссовский шум со спектральной плотностью мощности N_J.

Согласно [15, 16] условная вероятность ошибки на бит при воздействии только собственных шумов со спектральной плотностью мощности N_0 имеет вид

$$P_{E0}\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right), \qquad (2.14)$$

а при воздействии шумовой помехи на оба канала

$$P_{E2}(\gamma, 2) = \frac{1}{2}\gamma \exp\left\{-\frac{E_b}{2(N_0 + N_J/\gamma)}\right\} =$$

$$= \frac{1}{2}\gamma \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{N_0}{E_b} + \frac{P_J}{\gamma K_s P_s}\right)^{-1}\right\}, \qquad (2.15)$$

где K_s – коэффициент расширения спектра сигнала с ППРЧ; для рассматриваемого случая $K_s = W_s / W_b$, $W_b = 1/T_b$. После подстановки (2.14), (2.15) в (2.13) выражение для средней вероятности ошибки на бит для двоичного ППРЧ принимает удобный для дальнейшего анализа вид

$$P_E(\gamma) = \frac{1}{2}\gamma \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{N_0}{E_b} + \frac{P_J}{\gamma K_s P_s}\right)^{-1}\right\} +$$

$$+ \frac{1}{2}(1-\gamma)\exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right). \qquad (2.16)$$

Для наихудшей линии радиосвязи с ППРЧ помехи параметр γ определяется из условия максимума средней вероятности ошибки на бит (2.16). Для $M = 2$ максимум вычисляется аналитически, а для $M \geq 4$ – численно. Результаты численных расчетов можно обобщить следующим образом [15, 16]:

$$\gamma_{\text{opt}} \approx \begin{cases} \dfrac{\alpha P_J}{K_s P_s} & \text{при} \quad \dfrac{\alpha P_J}{K_s P_s} < 1, \\ 1 & \text{при} \quad \dfrac{\alpha P_J}{K_s P_s} \geq 1. \end{cases} \qquad (2.17)$$

Причем, если пренебречь собственными шумами, то максимальная средняя вероятность ошибки на бит для двоичной частотной манипуляции принимает вид

$$P_{E\max} =$$

$$= \begin{cases} \dfrac{P_J e^{-1}}{K_s P_s} & \text{при} \quad \dfrac{2P_J}{K_s P_s} < 1, \ \ \gamma_{\text{opt}} < 1, \\ \dfrac{1}{2}\exp\left\{-\dfrac{K_s P_s}{2P_J}\right\} & \text{при} \quad \dfrac{2P_J}{K_s P_s} \geq 1, \ \ \gamma_{\text{opt}} = 1. \end{cases} \qquad (2.18)$$

Из (2.18) следует, что с ростом коэффициента расширения спектра K_s, как для заградительной помехи, так и для помехи в части полосы, вероятность ошибки уменьшается, т.е. помехоустойчивость возрастает.

Ответная шумовая помеха. При создании ответных помех кроме заданного времени срабатывания СОП $t_{\text{ср}}$ требуется обеспечить надежное обнаружение и эффективное подавление сигналов данной системы радиосвязи с ППРЧ. Для учета влияния отмеченных факторов на среднюю вероятность ошибки на бит нужно ввести вероятность того, что символ будет обнаружен за время срабатывания $t_{\text{ср}}$ и подавлен. Обозначим эту вероятность через P_d. С учетом введенных обозначений среднюю вероятность ошибки на бит при воздействии ответных помех для медленной ППРЧ можно представить следующим образом [15, 16]:

$$P_E = \rho P_d P_{E1}\left(\frac{E_b}{N_0 + N_J}\right) + (1 - \rho P_d) P_{E0}\left(\frac{E_b}{N_0}\right). \qquad (2.19)$$

Здесь ρ – коэффициент перекрытия, характеризующий часть скачка частоты, пораженную ответной помехой (0<ρ<1); $P_{E1}(\cdot)$, $P_{E0}(\cdot)$ – вероятность ошибки на бит при поражении ответной помехой и в ее отсутствие соответственно, N_J – спектральная плотность мощности ответной помехи; N_0 – спектральная плотность мощности собственных шумов. Перекрытие сигнала ответной помехой зависит не только от времени срабатывания, но и от взаимного расположения (топологии) передатчика и приемника СРС и СОП на местности (рис. 12, где обозначено: $r_1 = d_{J1}$, $r_2 = d_{J2}$ – расстояния между СОП и передатчиком и между СОП и приемником соответственно, t_{J1} – время распространения сигнала от передатчика к СОП, t_{J2} – время распространения помехи от СОП к приемнику, $t_{\text{ср}}$ – время срабатывания СОП).

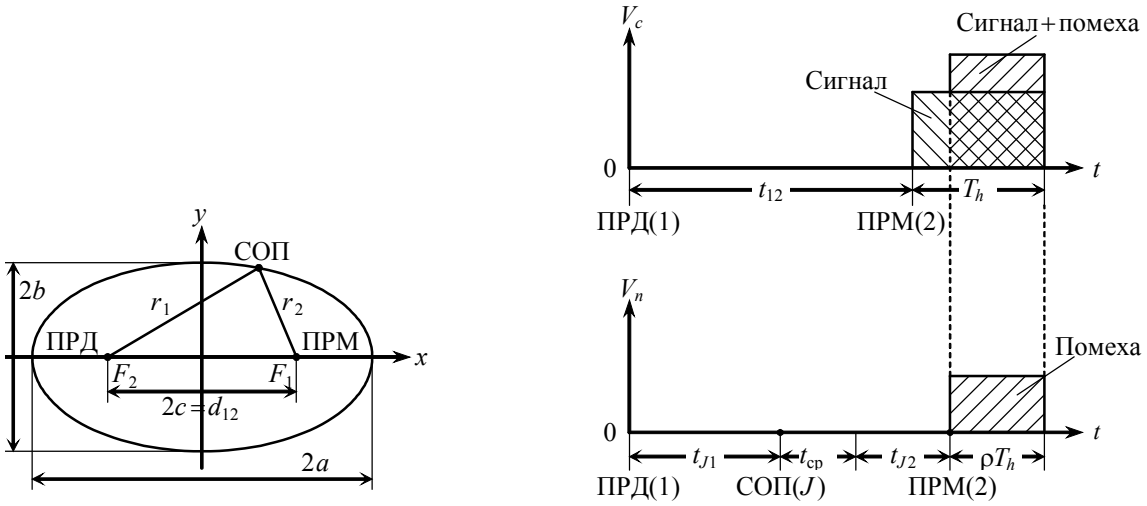


Рис. 12. Геометрия размещения на местности (а) и временны́е соотношения работы (б) передатчика СРС и станции ответных помех

Из анализа рис.12 следует, что воздействие ответной помехи с коэффициентом перекрытия, превосходящим ρ, достигается при выполнении условия

$$t_{\text{з}} + t_{\text{ср}} = \frac{d_{J1} + d_{J2} - d_{12}}{c} + t_{\text{ср}} = (1-\rho)\,T_h, \quad (2.20)$$

где c – скорость распространения радиоволн, $t_{\text{з}} = (d_{J1} + d_{J2} - d_{12})/c$ – время задержки из-за разности хода электромагнитной волны.

Выражение (2.20), переписанное эквивалентным образом:

$$r_1 + r_2 = d_{J1} + d_{J2} = [(1-\rho)T_h - t_{\text{ср}}]\,c + d_{12}, \quad (2.21)$$

при $t_{\text{ср}} < T_h$ определяет собой эллипс, в фокусах которого размещаются передатчик и приемник. Если станция помех находится внутри эллипса, то ответная помеха воздействует на приемник с коэффициентом перекрытия, превышающим ρ. В противном случае (за пределами эллипса) коэффициент перекрытия меньше ρ.

Таким образом, если пренебречь затуханием радиоволн, то для оценки эффективности ответной помехи возникают дополнительные по сравнению с помехой в части полосы ограничения, обусловленные временем задержки из-за пространственного размещения передатчика, приемника, станции ответных помех и необходимостью оценки за время $t_{\text{ср}}$ частотной позиции сигнала с ППРЧ.

Помехоустойчивость систем связи с ППРЧ при ответных помехах. Если в (2.19) пренебречь вероятностью ошибки, обусловленной только собственными шумами то получим приближенное выражение для средней вероятности ошибки при воздействии ответной помехи с коэффициентом перекрытия ρ:

$$P_E \approx \rho\, P_d\, P_{E1}\left(\frac{E_b}{N_0 + N_J}\right), \quad (2.22)$$

где для рассматриваемого случая

$$P_{E1}\left(\frac{E_b}{N_0+N_J}\right)=$$

$$=\frac{1}{2}\exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{N_0}{E_b}+\frac{P_J}{P_s}\right)^{-1}\right\}\approx\frac{1}{2}\exp\left\{-\frac{1}{2}\frac{P_s}{P_J}\right\}. \quad (2.23)$$

Следовательно,

$$P_E \approx \rho P_d \frac{1}{2}\exp\left\{-\frac{1}{2}\frac{P_s}{P_J}\right\}, \quad (2.24)$$

откуда после преобразований определяем требуемую мощность ответной помехи, обеспечивающую заданную среднюю вероятность ошибки:

$$P_{J\,\text{отв}} = -\frac{P_s}{2\ln\{2P_E/(\rho P_d)\}}. \quad (2.25)$$

Эффективность ответной помехи зависит от величины ρP_d, каждому значению которой соответствует определенное размещение передатчика, приемника и станции помех, т.е., в соответствии с (2.19), эллипс

$$\frac{x^2}{a^2}+\frac{y^2}{b^2}=1, \quad (2.26)$$

где большая полуось a (по оси абсцисс – передатчик – приемник радиолинии с ППРЧ) и малая полуось b (по оси ординат) определяются выражениями

$$a=\frac{1}{2}\left\{[(1-\rho)T_h - t_{\text{ср}}]c + d_{12}\right\},$$

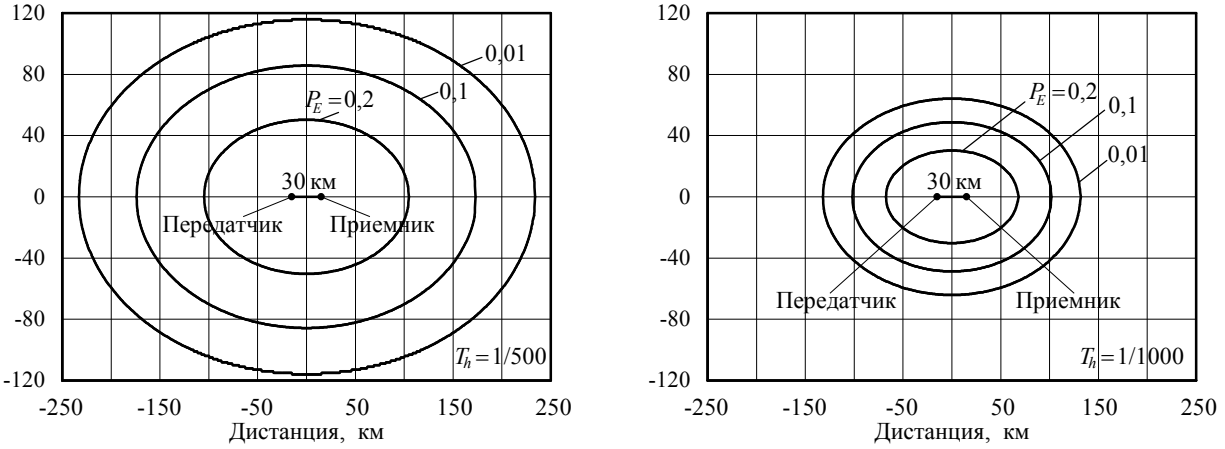
$$b=\frac{1}{2}\sqrt{a^2-d_{12}^2}.$$

Эллипс существует при $b\geq 0$, что влечет за собой выполнение неравенства

$$\rho \leq \frac{T_h - t_{\text{ср}}}{T_h} \text{ или } \rho P_d \leq \frac{T_h - t_{\text{ср}}}{T_h} P_d. \quad (2.27)$$

Предельный случай $b=0$ соответствует вырождению эллипса в отрезок прямой, соединяющий передатчик и приемник с ППРЧ, при котором неравенство (2.27) превращается в равенство.

На рис. 13 приведены предельные эллипсы, внутри которых должна находиться станция помех, чтобы обеспечивать заданную вероятность ошибки в линии радиосвязи после подавления.



а) б)

Рис. 13. Предельные эллипсы подавления с заданной вероятностью ошибки P_E=0,01, 0,1, 0,2 для 500 ск/сек (а) и для 1000 ск/сек (б)

Таким образом, выигрыш ответной помехи у заградительной (как в части полосы, так и во всей полосе) прямо пропорционален коэффициенту расширения спектра K_s. Однако коэффициент пропорциональности нелинейным образом зависит от двух параметров: требуемой вероятности ошибки на бит P_E после подавления и среднего времени подавления ответной помехой частотного элемента сигнала с ППРЧ $\overline{T}_{\text{н}}$. Эффективность ответных помех сигналов с ППРЧ зависит также от числа скачков в секунду системы радиосвязи. Увеличение числа скачков приводит к сужению эллипсов подавления, внутри которых находится станция помех.

В ОАО «Концерн «Созвездие» разработаны и продолжают разрабатываться помехозащищенные системы радиосвязи. На рис. 14 в качестве примера приведена линейка радиостанций Р-168.

а)

б)

в)

Рис. 14. Линейка радиостанций Р-168: а) абонентская станция, б) возимая радиостанция Р-168-25У, в) возимая радиостанция Р-168-100КА

Выводы

Из анализа существующих помехозащищенных систем радиосвязи следует, что в основу их создания заложены следующие принципы:

– применение алгоритмов оптимальной и субоптимальной обработки сигналов на основе статистической теории принятия решений и помехоустойчивого кодирования для повышения помехоустойчивости и пропускной способности системы;

– применение технологии расширения спектра на основе сигналов с ППРЧ, ШПС и их комбинаций, так как это позволяет одновременно увеличить пропускную способность системы, повысить помехоустойчивость и увеличить энергетическую скрытность.

Литература

1. *Борисов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи. Основы, теории и принципы реализации / В.И. Борисов. – М.: Наука, 2009. – 358 с.

2. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.

3. Адресные системы связи и управления. Вопросы оптимизации / Г.И. Тузов [и др.] ; под ред. Г.И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1993. – 384 с.

4. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Г.И. Тузов [и др.] ; под ред. Г.И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.

5. Spread Spectrum Communication / M.K Simon [et. al.]. – Computer Sci. Press. Inc., 1985. – V. 1. – 402 p.; V. 2. – 358 p.; V. 3. – 423 p.

6. *Torrieri D.J.* Principles of Secure Communication System / D.J. Torrieri. – Dedham, MA. Artech House, 1986. – 286 p.

7. ГОСТ 28147-89. Системы обработки информации. Защита криптографическая. Алгоритм криптографического преобразования. – 1989.

8. *Монзинго Р.А.* Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию ; пер. с англ. / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.

9. *Котельников В.А.* Теория потенциальной помехоустойчивости / В.А. Котельников. – М.: Госэнергоиздат, 1956. – 152 с.

10. *Урковиц Х.* Обнаружение неизвестных детерминированных сигналов по энергии / Х. Урковиц // ТИИЭР. – 1967. – Т. 55, № 4. – С. 50 – 59.

11. *Pickholtz R.L.* Theory of Spread-Spectrum Communication / R.L. Pickholtz, D.J. Shilling, L.B. Milstein // IEEE Trans. Commun. – 1982. – V. COM-30, № 5. – Pp. 855 – 884.

12. *Питерсон У.* Коды, исправляющие ошибки : пер. с англ / У. Питерсон, Э. Уэлдон. – М.: Мир, 1976. – 94 с.

13. *Ипатов В.П.* Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами / В.П. Ипатов. – М.: Радио и связь, 1992. – 152 с.

14. *Ипатов В.П.* Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения ; пер. с англ. / В.П. Ипатов. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.

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

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

Статья поступила в редакцию 25 ноября 2013 года

УДК 537.86:519.2

АДАПТИВНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ РАДИОВОЛН МНОГОКАНАЛЬНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ С ПРОИЗВОЛЬНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ В УСЛОВИЯХ ОТСУТСТВИЯ ИНФОРМАЦИИ О ЕЕ ХАРАКТЕРИСТИКАХ

М.Л. Артемов, д.т.н., доцент, зам. директора представительства ОАО «Концерн «Созвездие» – директор НТЦ «РЭБ и спецсвязь», e-mail: artemovml@mail.ru
Е.С. Соломко, вед. конструктор, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: ses27@yandex.ru

Разработан адаптивный алгоритм обнаружения произвольного числа радиоволн многоканальным обнаружителем-пеленгатором, работоспособный в условиях априорного незнания характеристик направленности элементов антенной системы и матрицы корреляции шума. Проанализированы показатели эффективности алгоритма.

Ключевые слова: *адаптация, обнаружитель-пеленгатор, антенная система, априорная неопределенность, корреляционная матрица, опорная матрица, решающая статистика, характеристики обнаружения.*

ADAPTIVE DETECTION OF RADIO-WAVES BY MULTICHANNEL DETECTOR-DIRECTION FINDER WITH RANDOM ANTENNA SYSTEM IN CONDITIONS OF INFORMATION ABOUT ITS CHARACTERISTICS ABSENCE

M.L. Artemov, Dr.Sc.(Eng.), associate professor, deputy director of JSC «Sozvezdie «Concern» representative office – head of «EW and special communication» STC, e-mail: artemovml@mail.ru
E.S. Solomko, leading design engineer, JSC «Sozvezdie «Concern», e-mail: ses27@yandex.ru

Adaptive algorithm of radio-wave random number detection by multichannel detection-direction finder, efficient in conditions of prior ignorance of antenna system elements directivity characteristics as well as noise correlation matrix is developed. Algorithm efficiency indicators are analysed.

Keywords: *adaptation, detector-direction finder, antenna system, prior uncertainty, correlation matrix, basic matrix, decision statistics, detection performances.*

Обнаружение радиосигнала на фоне помех является важнейшей задачей мониторинга радиоэлектронной обстановки. При разработке алгоритмов обнаружения радиосигналов необходимо учитывать параметры реальной сигнально-помеховой обстановки, в которой функционируют радиосредства. Априорная неопределенность относительно формы принимаемых сигналов, их частотно-временных параметров, а также статистических характеристик шумового фона накладывают существенные требования на структуру функциональных операций, выполняемых при обнаружении [1–3]. Наличие внешних помех различной природы, преднамеренных, индустриальных, а также помех естественного происхождения усложняет процедуру обработки принимаемого сигнала, выполняемую с целью его обнаружения и оценивания информационных параметров. В связи с этим при разработке и синтезе алгоритмов обнаружения радиосигналов необходимо учитывать множество факторов, влияющих на основные показатели эффективности алгоритма в целом. Поэтому одним из актуальных направлений современных исследований является разработка адаптивных алгоритмов обнаружения-пеленгования, решающее правило которых инвариантно к неизвестным параметрам обстановки.

Как известно, наличие разнесенных в пространстве приемных пунктов позволяет синтезировать алгоритм обнаружения, основанный на различиях в природе принимаемых сигналов и помех. Применительно к многоканальным измерительным радиотехническим системам зачастую неизвестными являются как форма обнаруживаемого сигнала, так и характеристика антенной системы в условиях электродинамического взаимодействия ее элементов с объектами окружающего пространства.

Наличие отмеченной непараметрической неопределенности не позволяет реализовать на практике процедуры оптимальной согласованной пространственно-временной фильтрации радиосигналов [4]. Алгоритм обнаружения радиосигналов пространственно многоканальной радиотехнической системой в условиях указан-

ной априорной неопределенности синтезирован в работе [5]. В ней проанализированы показатели эффективности алгоритма и показано, что он является работоспособным в случае обнаружения нескольких частотно-неразделимых плоских радиоволн на фоне шума с произвольной матрицей корреляции.

Однако в большинстве практически важных случаев матрица корреляции шума также является неизвестной. В этом случае разработанное в [5] решающее правило алгоритма не позволяет выбрать пороговый уровень обнаружения, стабилизирующего вероятность ложной тревоги. В работах [6, 7] получена структура адаптивного решающего правила обнаружения радиосигналов пространственно многоканальной радиосистемой в случае известной характеристики антенной системы. Случай адаптивного к матрице корреляции шума обнаружения неизвестных радиосигналов многоканальной системой с неизвестной характеристикой в [6, 7] рассмотрен не был. Поэтому особый практический интерес представляет разработка инвариантного к неизвестной матрице корреляции шума алгоритма обнаружения радиоволн пространственно многоканальной радиосистемой с неизвестной характеристикой антенной системы, обеспечивающего постоянный уровень ложных тревог.

Цель настоящей работы – разработать адаптивный алгоритм обнаружения радиоволн многоканальным обнаружителем-пеленгатором с антенной системой, характеристики которой априорно неизвестны, и проанализировать показатели эффективности алгоритма.

Постановка задачи

В качестве пространственно многоканальной измерительной системы рассмотрим обнаружитель-пеленгатор с *N*-элементной антенной системой. Выходы антенн подключены к входам *N*-канального пеленгаторного антенного приемника с взаимно синфазными каналами, в которых осуществляется когерентный прием и цифровая регистрация принимаемой временной реализации в серии из *R* наблюдений одинаковой длительности *T*. В результате выполнения дискретного преобразования Фурье принимаемой реализации, вектор $\dot{\vec{U}}^{(r)}$ измеренных комплексных амплитуд напряжений на выходах антенной системы в r -м наблюдении запишем как

$$\dot{\vec{U}}^{(r)} = \dot{E}_r \dot{\vec{H}}\left(\vec{k}_0\right) + \dot{\vec{n}}_r, \qquad (1)$$

где $\dot{\vec{H}}\left(\vec{k}\right)$ – неизвестная характеристика антенной системы, представляющая собой N -мерный комплексный вектор, элементы которого являются коэффициентами пропорциональности между комплексной амплитудой $\dot{E}_r$ напряженности поля радиоволны в фазовом центре антенной системы и напряжениями на номинальных нагрузках, подключенных к выходам антенн [7]; $\vec{k}_0$ – единичный вектор истинного направления прихода радиоволны; $\dot{\vec{n}}_r$ – N-мерный гауссовский вектор шума, элементами которого являются комплексные центрированные гауссовские случайные величины с нулевыми средними значениями и одинаковыми во всех наблюдениях серии корреляционными матрицами $\dot{\mathbf{K}} = \left\langle \dot{\vec{n}}_r \dot{\vec{n}}_r^{H} \right\rangle$ размера $N \times N$; $\langle \cdot \rangle$ – оператор усреднения по вероятности; $(\cdot)^H$ – оператор эрмитова сопряжения; $r = \overline{1,R}$.

Рассмотрим задачу проверки статистических гипотез наличия (γ_1) и отсутствия (γ_0) обнаруживаемой радиоволны в серии из R наблюдений. Функции правдоподобия наблюдаемых данных $\wp = \left\{ \dot{\vec{U}}^{(1)}, \dot{\vec{U}}^{(2)}, ..., \dot{\vec{U}}^{(R)} \right\}$ для различаемых гипотез имеют вид многомерных гауссовских плотностей вероятности:

$$W\left(\wp \middle| \gamma_1\right) = \pi^{-NR} \left|\dot{\mathbf{K}}\right|^{-R} \times$$

$$\times \exp\left\{ -\sum_{r=1}^{R} \left[\dot{\vec{U}}_r - \dot{E}_r \dot{\vec{H}}\left(\vec{k}\right) \right]^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} \left[\dot{\vec{U}}_r - \dot{E}_r \dot{\vec{H}}\left(\vec{k}\right) \right] \right\}, \qquad (2)$$

$$W\left(\wp \middle| \gamma_0\right) = \pi^{-NR} \left|\dot{\mathbf{K}}\right|^{-R} \exp\left(-\sum_{r=1}^{R} \dot{\vec{U}}_r^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\vec{U}}_r \right), \qquad (3)$$

где $\left|\dot{\mathbf{K}}\right|$ – определитель матрицы $\dot{\mathbf{K}}$.

В качестве неизвестных параметров будем рассматривать комплексные амплитуды $\dot{E}_r$ напряженности электрического поля радиоволны в каждом r -м наблюдении и направление прихода радиоволны, характеризуемое единичным вектором $\vec{k}_0$. Как известно [5], правило максимально правдоподобного алгоритма обнаружения состоит в глобальной максимизации функции отношения правдоподобия по неизвестным параметрам принимаемой радиоволны и сравнения найденного максимума с порогом обнаружения. При этом в качестве решающей статистики об-

наружения рассматривается значение пеленгационного рельефа в точке максимально правдоподобной оценки $\vec{k}'$ вектора направления прихода радиоволны [5]:

$$\Xi = M(\vec{k}'), \tag{4}$$

где $M(\vec{k})$ – максимально правдоподобный пеленгационный рельеф:

$$M(\vec{k}) = \mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{\Omega}}(\vec{k})\right]; \tag{5}$$

$$\dot{\mathbf{\Omega}}(\vec{k}) = \frac{\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\vec{H}}(\vec{k})\dot{\vec{H}}^{H}(\vec{k})\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}}{\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\vec{H}}(\vec{k})\dot{\vec{H}}^{H}(\vec{k})\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\right]} \tag{6}$$

– опорная матрица пространственно многоканальной системы [5], $\dot{\mathbf{W}} = \sum_{r=1}^{R}\dot{\vec{U}}_r\dot{\vec{U}}_r^{H}$ – выборочная корреляционная матрица взаимных энергий; $\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}$ – эрмитова матрица, удовлетворяющая равенству $\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} = \dot{\mathbf{K}}^{-1}$; $\mathrm{Tr}(\cdot)$ – оператор следа матрицы.

Адаптивный алгоритм многоканального обнаружения

Интенсивности внутренних шумов различных каналов многоканального приемника зачастую предполагают одинаковыми, что в большинстве случаев является практически оправданным. Однако саму матрицу корреляции канальных шумов в общем случае нельзя считать диагональной матрицей. Структура матрицы определяется природой шумового вектора, описывающего в общем случае как внутренние шумы каналов приемника, так и внешние шумы эфира. Более того, в ряде задач в качестве наблюдаемых данных рассматривают вторичные $\dot{\vec{V}}_r$ векторы наблюдений, связанные с векторами $\dot{\vec{U}}_r$ комплексных амплитуд напряжений посредством некоторого линейного оператора преобразования: $\dot{\vec{V}}_r = \hat{L}\left[\dot{\vec{U}}_r\right]$.

Пусть $\mathbf{M}_L$ – матрица некоторого линейного оператора $\hat{L}[\cdot]$, причем выполняется равенство $\hat{L}\left[\dot{\vec{U}}_r\right] = \mathbf{M}_L\dot{\vec{U}}_r$. Матрица корреляции вторичных векторов имеет вид $\dot{\mathbf{K}}_V = \mathbf{M}_L\dot{\mathbf{K}}\mathbf{M}_L^{T}$ и в общем случае не является диагональной даже в случае диагональной матрицы $\dot{\mathbf{K}}$ первичных векторов наблюдений.

Поэтому далее будем полагать, что в общем случае не диагональная матрица корреляции $\dot{\mathbf{K}}$ априорно известна с точностью до некоторой действительной константы $\varepsilon > 0$, характеризующей интенсивности компонент шумового вектора:

$$\dot{\mathbf{K}} = \varepsilon\dot{\mathbf{\Lambda}} \tag{7}$$

где $\dot{\mathbf{\Lambda}}$ – квадратная эрмитова матрица.

С учетом последнего равенства перепишем правую часть выражения (5) как

$$M(\vec{k}) = \varepsilon^{-1}\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{\Omega}}(\vec{k})\right], \tag{8}$$

где опорная матрица (6) тождественно представлена с учетом равенства (7) в виде

$$\dot{\mathbf{\Omega}}(\vec{k}) = \frac{\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\vec{H}}(\vec{k})\dot{\vec{H}}^{H}(\vec{k})\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}}{\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\vec{H}}(\vec{k})\dot{\vec{H}}^{H}(\vec{k})\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\right]}.$$

Найдем максимально правдоподобную оценку $\hat{\varepsilon}$ неизвестного параметра ε. Для этого функцию правдоподобия в случае наличия обнаруживаемой радиоволны перепишем как

$$W(\wp|\gamma_1) = (\pi\varepsilon)^{-NR}|\dot{\mathbf{\Lambda}}|^{-R}\times$$
$$\times\exp\left\{-\varepsilon^{-1}\mathrm{Tr}(\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\mathbf{W}) + \varepsilon^{-1}\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{\Omega}}(\vec{k})\right]\right\}.$$

Для нахождения максимально правдоподобной оценки $\hat{\varepsilon}$ параметра ε вычислим частную производную первого порядка функции правдоподобия:

$$\frac{\partial W(\wp|\gamma_1)}{\partial\varepsilon} = |\dot{\mathbf{\Lambda}}|^{-R}\pi^{-NR}\varepsilon^{-NR-2}\left[NR\varepsilon - \dot{\Psi}(\vec{k})\right]\times$$
$$\times\exp\left[-\varepsilon^{-1}\dot{\Psi}(\vec{k})\right],$$

где введено обозначение

$$\dot{\Psi}(\vec{k}) = \mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\mathbf{W} - \dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{W}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{\Omega}}(\vec{k})\right]. \tag{9}$$

Тогда уравнение правдоподобия

$$\frac{\partial W(\wp|\gamma_1)}{\partial\varepsilon}\Big|_{\varepsilon=\hat{\varepsilon}} = 0$$

имеет следующий вид: $NR - \dot{\Psi}(\vec{k})\hat{\varepsilon}^{-1} = 0$. Решая это уравнение, находим максимально правдоподобную оценку $\hat{\varepsilon}$ параметра интенсивности компонент шумового вектора

$$\hat{\varepsilon} = \dot{\Psi}(\vec{k})\big/NR = $$

$$= (NR)^{-1}\,\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\dot{\mathbf{W}} - \dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{\Omega}}(\vec{k})\right]. \quad (10)$$

Подставляем найденную оценку в (8), адаптивный максимально правдоподобный пеленгационный рельеф принимает следующий вид:

$$\hat{M}(\vec{k}) = NR\frac{\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{\Omega}}(\vec{k})\right]}{\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\dot{\mathbf{W}} - \mathbf{\Lambda}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{\Omega}}(\vec{k})\right]}. \quad (11)$$

Выражение (11) есть логарифм функции отношения правдоподобия, максимизированный по неизвестным комплексным амплитудам электрического поля принимаемой радиоволны в каждом наблюдении серии и неизвестному параметру интенсивности шума ε. Максимизация правой части (11) по векторному параметру $\vec{k}$ заключается в подборе некоторого $\vec{k}'$ – максимально правдоподобной оценки вектора направления прихода радиоволны – при котором опорная матрица (6) после подстановки в (11) обеспечит наибольшее значение логарифма отношения правдоподобия. Именно поэтому, по аналогии с принципами оптимального приема, для матрицы (6) используется термин «опорная» матрица многоканальной системы [5].

В результате преобразования правой части (11), правило адаптивного максимально правдоподобного многоканального обнаружения запишем как

$$\hat{\Xi} = \frac{\mathrm{Tr}\left[\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{\Omega}}(\vec{k}')\right]}{\mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\right)} \geq h, \quad (12)$$

или, с учетом (6),

$$\hat{\Xi} = \frac{1}{\mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\right)}\frac{\dot{\dot{H}}^{H}(\vec{k}')\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\dot{\dot{H}}(\vec{k}')}{\dot{\dot{H}}^{H}(\vec{k}')\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\dot{\dot{H}}(\vec{k}')} \geq h. \quad (13)$$

В соответствии с основными положениями теории энергетического обнаружения радиосигналов неизвестной формы, ввиду априорного незнания характеристики $\dot{\dot{H}}(\vec{k})$ антенной системы, будем использовать вместо неизвестной опорной матрицы $\dot{\mathbf{\Omega}}(\vec{k})$ ее оценку [5]:

$$\dot{\mathbf{\Omega}}_0 = \frac{\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-\frac{1}{2}}}{\mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\right)}. \quad (14)$$

Тогда решающую статистику (13) адаптивного пространственно многоканального обнаружения в случае априорного незнания характеристики антенной системы запишем как

$$\hat{\Xi} = \frac{\mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\right)}{\left[\mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{\Lambda}}^{-1}\right)\right]^2}. \quad (15)$$

Правило адаптивного к интенсивности шума алгоритма многоканального обнаружения примет следующий вид:

$$\hat{\Xi} \geq h_0. \quad (16)$$

Правила традиционного и адаптивного максимально правдоподобных алгоритмов совместного обнаружения и пеленгования радиоволн предполагают принятие решения о наличии радиоволны после нахождения оценки направления ее прихода. Ввиду того что в рассматриваемой постановке задачи обнаружения характеристика антенной системы априорно неизвестна, синтезированное решающее правило (16) инвариантно к неизвестной характеристике и не предполагает нахождения оценки направления прихода радиоволны до принятия решения о справедливой гипотезе.

Характеристики обнаружения

Проанализируем показатели эффективности разработанного адаптивного к неизвестной интенсивности шума алгоритма многоканального обнаружения. Представленные ниже графические зависимости получены по результатам имитационного моделирования синтезированного алгоритма в математических программных средах MATLAB версии R2011a и MathCAD 15. Предполагалось, что антенная система обнаружителя-пеленгатора представляет собой *N*-элементную эквидистантную кольцевую антенную решетку (ЭКАР) из линейных идентичных невзаимодействующих вибраторов, имеющих единичную эффективность [7]. Выходы антенн подключены ко входам *N*-канального пеленгаторного приемника с взаимно синфазными каналами, внутренние тепловые шумы которых идентичны по интенсив-

ности σ^2 и независимы. Рассматривались случаи 5- и 7-элементных ЭКАР.

С учетом статистической независимости одинаковых по интенсивности канальных шумов матрица $\dot{\mathbf{\Lambda}}$ является единичной и решающая статистика адаптивного многоканального обнаружителя

$$\hat{\Xi} = \mathrm{Tr}(\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{W}}) \big/ \left[\mathrm{Tr}(\dot{\mathbf{W}})\right]^2 . \qquad (17)$$

Правило принятия решения примет вид

$$\hat{\Xi} \geq h_0 . \qquad (18)$$

При моделировании порог адаптивного обнаружения h_0 выбирался в соответствии с критерием Неймана-Пирсона и обеспечивал фиксированную вероятность $\mathrm{P}_{\mathrm{ЛТ}}$ ложной тревоги. Моделировалось падение нескольких плоских частотно неразделимых монохроматических радиоволн с различными направлениями прихода. В каждом эксперименте по результатам серии из R наблюдений формировалась величина (17).

На рис. 1 представлена зависимость вероятности $P_{\mathrm{ЛТ}}$ ложной тревоги многоканального энергетического обнаружителя от порогового уровня для трех-, пяти- и семиэлементной ЭКАР ($N = 3$, 5 и 7) одинакового радиуса. Кривые 1–3 соответствуют пяти накоплениям в серии ($R = 5$). Как видно из рисунка, с увеличением числа элементов ЭКАР выбираемый в соответствии с критерием Неймана-Пирсона порог обнаружения увеличивается.

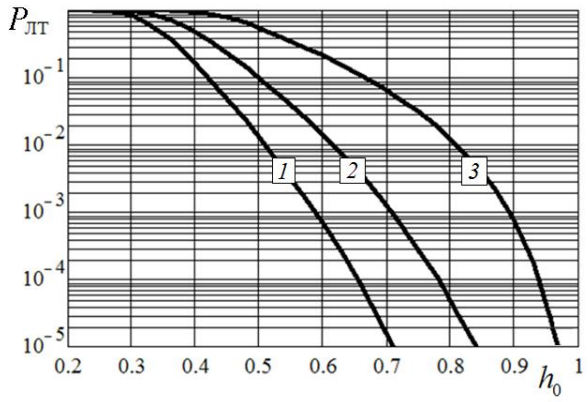


Рис. 1. Вероятность ложной тревоги

На рис. 2 представлена зависимость вероятности пропуска сигнала $P_{\mathrm{ПС}}$ от параметра μ, измеренного в дБ, для пятиэлементной ЭКАР.

Данный параметр численно равен отношению квадрата модуля E_1^2 комплексной амплитуды электрического поля падающей радиоволны к априорно неизвестной дисперсии σ^2 внутреннего теплового шума каналов пеленгаторного приемника, то есть $\mu = E_1^2 \big/ \sigma^2$. Так как отношение сигнал–шум прямо пропорционально величине параметра μ, то величина приращения данного параметра в дБ равна соответствующему приращению отношения сигнал–шум. Кривые 1–3 соответствуют вероятностям ложной тревоги $P_{\mathrm{ЛТ}}$ =10–2, 10–3 и 10–4 соответственно при числе накоплений $R = 5$. Видно, что отношение сигнал–шум, обеспечивающее фиксированную вероятность пропуска $P_{\mathrm{ПС}}$, растет с уменьшением заданной вероятности ложной тревоги $P_{\mathrm{ЛТ}}$.

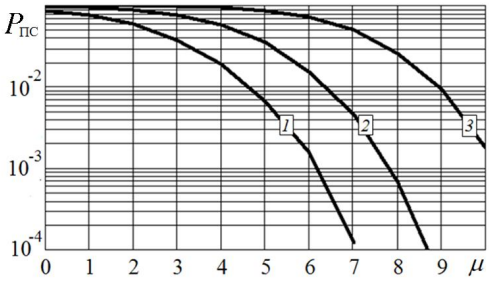


Рис. 2. Зависимость вероятности пропуска сигнала от параметра μ

На рис. 3 представлена полученная по результатам имитационного моделирования зависимость вероятности $P_{\mathrm{ПС}}$ пропуска сигнала от параметра μ в случае приема двух (кривая 1) и трех (кривая 2) плоских монохроматических радиоволн, приходящих с различных направлений. Кривые построены при вероятности ложной тревоги $P_{\mathrm{ЛТ}} = 10^{-3}$ для пятиэлементной ЭКАР. В каждом эксперименте формировались радиоволны со случайными направлениями прихода и одинаковыми модулями амплитуд E_2 (в случае двух волн) либо E_3 (в случае трех волн) напряженности электрического поля, причем $2E_2^2 = 3E_3^2$. Величина μ численно принималась равной $\mu = 2E_2^2 \big/ \sigma^2 = 3E_3^2 \big/ \sigma^2$. То есть при одном и том же значении μ сумма квадратов модулей двух волн (кривая 1) равна сумме квадратов модулей трех волн (кривая 2).

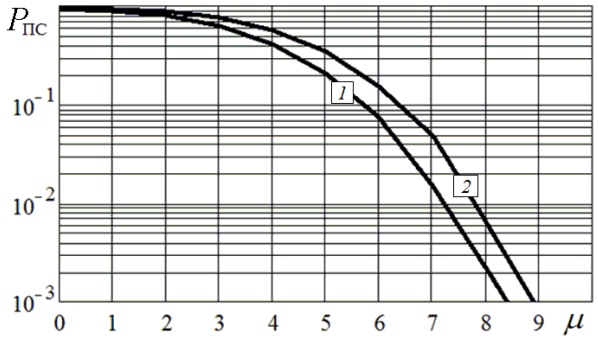


Рис. 3. Зависимость вероятности пропуска двух и трех сигналов от параметра μ

Анализ зависимостей рис. 3 позволяет сделать вывод о том, что с ростом числа падающих радиоволн вероятность пропуска $P_{ПС}$ при прочих равных параметрах обстановки увеличивается. Физическая трактовка данного эффекта аналогична описанной в [5] и основывается на положении о том, что с ростом числа падающих частотно-неразделимых волн интерференционная картина электромагнитного поля все более отличается от картины, соответствующей падению одной радиоволны. В предельном случае при бесконечно большом числе падающих волн картина поля в области элементов антенной системы станет подобной полю излучения равномерно распределенных по сфере точечных источников эфирного шума. При этом вероятность пропуска сигналов устремится к единице.

На рис. 4 представлена вероятность пропуска для случаев априорного знания (кривая 1) и незнания (кривая 2) интенсивности канальных шумов. Вероятность ложной тревоги выбиралась равной $P_{ЛТ} = 10^{-4}$. Кривая 2 соответствует зависимости вероятности пропуска сигнала $P_{ПС}$ от параметра μ для адаптивного алгоритма, описываемого выражениями (17)–(18). Кривая 1 соответствует разработанному в работе [5] алгоритму обнаружения, решающая статистика которого имеет вид

$$\Xi_0 = \mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\right)\Big/\mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{K}}^{-1}\right)$$

или, с учетом (7),

$$\Xi_0 = \mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{W}}\right)\Big/\left[\varepsilon\mathrm{Tr}\left(\dot{\mathbf{W}}\right)\right]. \qquad (19)$$

Видно, что априорная неопределенность относительно интенсивности канальных шумов приводит к проигрышу в показателях эффективности, количественно соответствующему представленным данным. Однако при отсутствии априорного знания об интенсивности канальных шумов неадаптивный алгоритм обнаружения [5] нереализуем. Имеющийся проигрыш в показателях эффективности адаптивного алгоритма по сравнению с не адаптивным алгоритмом характеризует потери, вызванные априорным незнанием интенсивности шума.

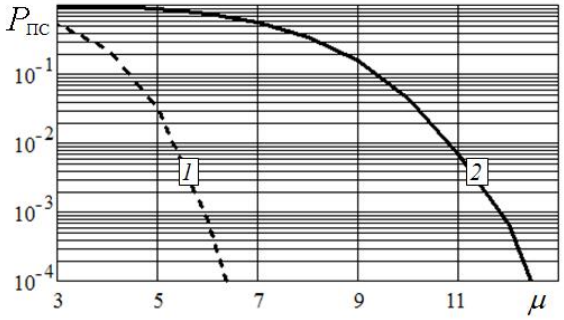


Рис. 4. Зависимость вероятности пропуска сигнала от параметра μ для традиционного и адаптивного алгоритмов обнаружения

Выводы

Таким образом, разработан адаптивный алгоритм обнаружения радиоволн многоканальным обнаружителем-пеленгатором в условиях априорной неопределенности относительно характеристик его антенной системы и матрицы корреляции шума. Получена структура решающей статистики обнаружителя на случай произвольной матрицы корреляции шума. Показано, что данный адаптивный алгоритм является работоспособным в случае приема нескольких радиоволн с различными направлениями прихода. С ростом числа падающих радиоволн вероятность пропуска при прочих равных параметрах сигнально-помеховой обстановки увеличивается.

Литература

1. *Ван-Трис Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции ; пер. с англ. / Г. Ван-Трис. – М.: Наука, 1972. – Т. 1. – 744 с.

2. *Сосулин Ю.Г.* Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов / Ю.Г. Сосулин. – М.: Сов. радио, 1978. – 319 с.

3. Теория обнаружения сигналов / П.С. Акимов [и др.] ; под ред. П.А. Бакута – М.: Радио и связь, 1984. – 319 с.

4. *Репин В.Г.* Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем / В.Г. Репин, Г.П. Тартаковский – М.: Сов. радио, 1977. – 432 с.

5. *Артемов М.Л.* Обнаружение радиоволн на фоне коррелированного шума многоканальным обнаружителем-пеленгатором с произвольной антенной системой в условиях отсутствия информации о ее характеристиках / М.Л. Артемов, Е.С. Соломко // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 4. – С. 5–10.

6. *Соломко Е.С.* Адаптивный алгоритм совместного обнаружения и пеленгования плоской монохроматической радиоволны системой многоканальных несинфазных радиопеленгаторов / Е.С. Соломко // Радиотехника. – 2013. – №12. – С. 129–135.

7. Синтез адаптивного алгоритма обнаружения-пеленгования моноимпульсным радиопеленгатором с антенной решеткой произвольной конфигурации / А.Д. Виноградов [и др.] // Антенны. – 2013. – №5. – С. 43–52.

Статья поступила в редакцию 23 декабря 2013 г.

УДК 537.86:519.2

О РАСПРЕДЕЛЕНИИ СУММЫ КВАДРАТОВ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ГАУССОВСКИХ СЛУЧАЙНЫХ ВЕЛИЧИН В ЗАДАЧАХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ

М.Л. Артемов, д.т.н., доцент, зам. директора представительства ОАО «Концерн «Созвездие» – директор НТЦ «РЭБ и спецсвязь», e-mail: artemovml@mail.ru
М.П. Сличенко, с.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: asp2010@mail.ru

Получено аналитическое выражение для одномерной характеристической функции суммы квадратов статистически зависимых гауссовских случайных величин с ненулевыми средними значениями. Показано, что данная сумма подчиняется нецентральному гипераспределению хи-квадрат. В качестве примера применимости полученных результатов рассмотрен случай энергетического обнаружения неизвестных радиосигналов на фоне гауссовского шума.

Ключевые слова: *корреляция, случайная величина, сумма квадратов, энергетическое обнаружение.*

ABOUT DISTRIBUTION OF CORRELATED GAUSSIAN RANDOM QUANTITIES SUM OF SQUARES IN RADIO SYGNAL ENERGY DETECTION TASKS

M.L. Artemov, Dr.Sc.(Eng.), associate professor, deputy director of JSC «Sozvezdie «Concern» representative office – head of «EW and special communication» STC, e-mail: artemovml@mail.ru
M.P. Slichenko, senior staff scientist, JSC «Sozvezdie «Concern», e-mail: asp2010@mail.ru

Analytical form for one-dimensional characteristic function of statistically dependent Gaussian random quantities with nonzero mean sum of squares is obtained. It is shown that the given sum submits to chi-square noncentral hyperdistribution. As an example of gained results usability the case of energy detection of unknown radio signals against Gaussian noise is considered.

Keywords*: correlation, random quantity, sum of squares, energy detection.*

В ряде задач, посвященных исследованию показателей эффективности энергетического обнаружения радиосигналов неизвестной формы на фоне гауссовского шума [1–6], требуется найти закон распределения суммы квадратов гауссовских, в общем случае коррелированных случайных величин с ненулевыми средними значениями. Корреляция слагаемых решающей статистики обнаружителя может быть обусловлена многими факторами: непостоянством спектральной плотности мощности гауссовского шума в пределах полосы пропускания фильтра, наличием внешних помех различного происхождения, неравномерностью передаточной характеристики входного фильтра обнаружителя в пределах полосы пропускания и т.д.

Например, в [7] рассматривается традиционное энергетическое обнаружение эллиптически поляризованных радиосигналов на фоне частично поляризованного гауссовского шума. При этом решающая статистика поляризационного энергетического обнаружителя представима в виде взвешенной суммы квадратов гауссовских величин, являющихся статистически зависимыми благодаря коррелированности ортогональных компонент поляризованного шума.

Описание статистики данной структуры с использованием аппарата характеристических функций (ХФ) позволяет сравнительно просто, с помощью оператора усреднения по вероятности получать функции распределения статистики в случае фединга амплитуды радиоволны по различным законам [8], а следовательно, и характеристики обнаружения.

Цель работы – с использованием аппарата характеристических функций получить параметры закона распределения суммы квадратов коррелированных гауссовских случайных величин с ненулевыми средними значениями.

Постановка задачи

Рассмотрим N статистически зависимых действительных случайных величин x_i, совместная плотность распределения вероятностей которых имеет вид N-мерной гауссовской плотности вероятности:

 ISSN 1995-7009

$$W(\vec{X}) = \frac{1}{(2\pi)^{N/2}\sqrt{|\mathbf{K}|}} \times$$

$$\times \exp\left[-\frac{1}{2}(\vec{X}-\vec{M})^T \mathbf{K}^{-1}(\vec{X}-\vec{M})\right], \qquad (1)$$

где $\mathbf{K}$ – несингулярная матрица ковариации компонент случайных величин x_i, $(i, j = \overline{1, N})$, образующих вектор $\vec{X}$; $|\mathbf{K}|$ – определитель матрицы $\mathbf{K}$; $\vec{M} = \langle \vec{X} \rangle$ – среднее значение вектора $\vec{X}$; $\langle * \rangle$ – оператор статистического среднего; $(*)^T$ – оператор транспонирования.

Найдем одномерную характеристическую функцию $\Theta_\omega(j\eta)$ статистики $\omega = \sum_{k=1}^{N} x_k^2$. Используя свойство инвариантности дифференциала вероятности применительно к гауссовским случайным величинам, характеристическую функцию статистики ω представим в следующем виде:

$$\Theta_\omega(j\eta) = \int_{-\infty}^{\infty} W(\vec{X}) \exp(j\eta\omega) \prod_{k=1}^{N} dx_k$$

или

$$\Theta_\omega(j\eta) = \frac{1}{(2\pi)^{N/2}\sqrt{|\mathbf{K}|}} \times$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{1}{2}(\vec{X}-\vec{M})^T \mathbf{K}^{-1}(\vec{X}-\vec{M})\right] \times$$

$$\times \exp\left(j\eta \sum_{k=1}^{N} x_k^2\right) \prod_{k=1}^{N} dx_k \,. \qquad (2)$$

Выполним некоторые математические преобразования показателя экспоненты в правой части (2). Введем параметры $\vec{A}$, $\dot{\mathbf{B}}$ и ν, удовлетворяющие равенству

$$-\frac{1}{2}(\vec{X}-\vec{M})^T \mathbf{K}^{-1}(\vec{X}-\vec{M}) + j\eta\vec{X}^T\vec{X} =$$

$$= -\frac{1}{2}(\vec{X}-\vec{A})^T \mathbf{B}^{-1}(\vec{X}-\vec{A}) + \nu, \qquad (3)$$

где $\vec{A}$ – N-мерный вектор; $\mathbf{B}$ – несингулярная эрмитова матрица размера $N \times N$; ν – комплексная скалярная величина. Для сокращения записи выполняемых преобразований зависимость введенных параметров от величины $j\eta$ отображать не будем.

В соответствии с равенством (3) введенные параметры должны удовлетворять следующей системе уравнений:

$$\begin{cases} \vec{A}^T\mathbf{B} = \vec{M}^T\mathbf{K}^{-1}, \\ \mathbf{B} = \mathbf{K}^{-1} - 2j\eta\mathbf{I}, \\ \vec{A}^T\mathbf{B}\vec{A} + 2\nu = \vec{M}^T\mathbf{K}^{-1}\vec{M}, \end{cases}$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица размера $N \times N$. Учитывая несингулярность матрицы $\mathbf{B}$, решение данной системы запишем как

$$\begin{cases} \vec{A} = (\mathbf{I} - 2j\eta\mathbf{K})^{-1}\vec{M}, \\ \mathbf{B} = \mathbf{K}^{-1} - 2j\eta\mathbf{I}, \\ \nu = \frac{1}{2}\vec{M}^T\mathbf{K}^{-1}\left[\mathbf{I} - (\mathbf{I} - 2j\eta\mathbf{K})^{-1}\right]\vec{M}. \end{cases} \qquad (4)$$

Тогда интеграл в правой части (2) перепишем в виде

$$\Theta_\omega(j\eta) = \frac{\exp(\nu)}{(2\pi)^{N/2}\sqrt{|\mathbf{K}|}} \times$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{1}{2}(\vec{X}-\vec{A})^T \mathbf{B}(\vec{X}-\vec{A})\right] \prod_{k=1}^{N} dx_k \,. \qquad (5)$$

С учетом свойства нормировки многомерного гауссовского распределения ХФ (5) примет вид

$$\Theta_\omega(j\eta) = \frac{\exp(\nu)}{\sqrt{|\mathbf{K}||\mathbf{B}|}}. \qquad (7)$$

С учетом (4) имеет место равенство

$$|\mathbf{KB}| = |\mathbf{I} - 2j\eta\mathbf{K}|,$$

используя которое, перепишем (7) как

$$\Theta_\omega(j\eta) =$$

$$= \frac{\exp\left\{\frac{1}{2}\vec{M}^T\mathbf{K}^{-1}\left[\mathbf{I} - (\mathbf{I} - 2j\eta\mathbf{K})^{-1}\right]\vec{M}\right\}}{\sqrt{|\mathbf{I} - 2j\eta\mathbf{K}|}}. \qquad (8)$$

Раскладывая матрицу ковариации $\mathbf{K}$ в ряд по собственным значениям и собственным векторам, выражение (8) представим в виде

$$\Theta_\omega(j\eta) = \prod_{k=0}^{N-1} (1 - 2j\eta\lambda_k)^{-1} \times$$

$$\times \exp\left(-j\eta\frac{\lambda_k m_k}{1 - 2j\eta\lambda_k}\right), \qquad (9)$$

где $m_k = \left(\mathbf{Z}^{-1}\vec{M}\vec{M}^T\mathbf{K}^{-1}\mathbf{Z}\right)_{k,k}$ – параметры нецентральности, удовлетворяющие равенству

$$\mu \equiv \sum_{k=1}^{N} m_k = \vec{M}^T\mathbf{K}^{-1}\vec{M}\,; \qquad (10)$$

λ_k – дискретный спектр собственных значений матрицы ковариации $\mathbf{K}$; $\mathbf{Z}$ – матрица, столбцы которой являются собственными векторами матрицы $\mathbf{K}$; $k = \overline{1,N}$.

Выражение (9) есть точное замкнутое аналитическое представление характеристической функции суммы квадратов действительных коррелированных гауссовских случайных величин. Нетрудно заметить, что величина $\omega = \sum_{k=1}^{N} x_k^2$ подчиняется гиперраспределению хи-квадрат.

В случае рассмотрения некоррелированных гауссовских величин диагональные элементы матрицы ковариации $\mathbf{K}$ являются ее собственными значениями:

$$\lambda_k = \sigma_k^2\,,$$

где σ_k^2 – дисперсия величины x_k, $k = \overline{1,N}$. Тогда одномерная характеристическая функция (9) величины ω примет вид

$$\Theta_\omega(j\eta) = \prod_{k=1}^{N} \exp\left(-j\eta\frac{\sigma_k^2 m_k}{1-2j\eta\sigma_k^2}\right)\frac{1}{\sqrt{1-2j\eta\sigma_k^2}}. \qquad (11)$$

Рассмотрим применение полученных результатов к решению задачи энергетического обнаружения радиосигналов неизвестной формы на фоне гауссовского шума, рассмотренной в [1]. Структурная схема энергетического приемника предполагает каскадно-соединенные полосовой фильтр, квадратор, интегратор и пороговое устройство. Предполагаются известными центральная частота f_0 и ширина спектра Δf обнаруживаемого сигнала. Ширина полосы фильтра выбирается равной величине Δf. На вход интегратора поступает аддитивная смесь $u(t) = s(t) + n(t)$ профильтрованных сигнала $s(t)$ и шума $n(t)$. На выходе интегратора формируется напряжение, пропорциональное энергии Σ_T реализации $u(t)$ на интервале времени наблюдения $[0,T]$:

$$\Sigma_T = \int_0^T u(t)^2 dt = \frac{1}{2}\int_0^T \left[u_c^2(t) + u_s^2(t)\right]dt\,, \qquad (12)$$

где $u_c(t)$ и $u_s(t)$ – амплитуды синфазной и квадратурной низкочастотных составляющих временной реализации $u(t)$.

Будучи профильтрованной входным полосовым фильтром энергетического обнаружителя, реализация $u(t)$ имеет низкочастотный спектр Фурье, сосредоточенный в области $[f_0 - \Delta f/2, f_0 + \Delta f/2]$. Спектры синфазной и квадратурной амплитуд $u_c(t)$ и $u_s(t)$ сосредоточены в области $[0, \Delta f/2]$ и имеют удвоенную одностороннюю спектральную плотность мощности. С помощью разложения $u_c(t)$ и $u_s(t)$ в интерполяционный ряд Котельникова энергию Σ_T можно приближенно представить как [1–3]

$$\Sigma_T = \frac{1}{2\Delta f}\sum_{k=0}^{B}\left[u_c^2\left(\frac{k}{\Delta f}\right) + u_s^2\left(\frac{k}{\Delta f}\right)\right], \qquad (13)$$

где B – база обнаружения, численно равная произведению длительности T реализации на ширину Δf полосы входного фильтра обнаружителя: $B = [T\Delta f]$; $[x]$ – оператор взятия наименьшего ближайшего к x целого числа.

Если аддитивный шум является гауссовским и имеет постоянную одностороннюю спектральную плотность мощности N_{01} в полосе Δf пропускания фильтра, то отсчеты синфазной и квадратурной амплитуд профильтрованной реализации $u(t)$ являются некоррелированными и, следовательно, статистически независимыми. В этом случае (13) можно записать как

$$\Sigma_T = \frac{1}{2\Delta f}\vec{U}^T\vec{U}\,, \qquad (14)$$

где $\vec{U}$ – вектор размера $2(B+1)\times 1$, компонентами которого являются одинаково распределенные статистически независимые гауссовские случайные величины с матрицей ковариации

$$\mathbf{K} = \left\langle\vec{U}\vec{U}^T\right\rangle - \left\langle\vec{U}^T\right\rangle\left\langle\vec{U}\right\rangle = N_{01}\Delta f\,\mathbf{I} = \sigma^2\mathbf{I}\,. \qquad (15)$$

Тогда характеристическая функция (11) величины $\omega = \vec{U}^T\vec{U}$ примет вид

$$\Theta_\omega(j\eta) = \left(1-2j\eta\sigma^2\right)^{-(B+1)}\exp\left[-\frac{j\eta\sigma^2\mu}{1-2j\eta\sigma^2}\right]. \qquad (16)$$

Данная ХФ соответствует обобщенному хи-квадрат распределению с параметром нецентральности

$$\mu = \langle \vec{U} \rangle^T \mathbf{K}^{-1} \langle \vec{U} \rangle = \frac{2}{N_{01}} \int_0^T s(t)^2 \, dt, \qquad (22)$$

численно равным энергетическому отношению сигнал–шум, числом $2(B+1)$ степеней свободы и дисперсиями гауссовских компонент распределения, равными σ^2.

При анализе энергетического обнаружения квазидетерминированных радиосигналов (2) ХФ (16) считают условной относительно случайного параметра нецентральности μ. Усредняя ХФ по случайному параметру μ, получают безусловную ХФ решающей статистики энергетического обнаружителя квазидетерминированных радиосигналов на фоне гауссовского белого шума. Во многих работах отечественных и зарубежных ученых с использованием данного аппарата усреднения ХФ анализируются показатели эффективности энергетического обнаружения квазидетерминированных радиосигналов, федингующих по различным законам [2, 8] распределения амплитуды.

Выводы

Таким образом, в настоящей работе получено замкнутое аналитическое представление одномерной характеристической функции случайной величины, представляющей собой сумму квадратов гауссовских случайных величин с ненулевыми средними значениями и матрицей ковариации произвольной структуры. Показано, что данная случайная величина подчиняется нецентральному гиперраспределению хи-квадрат. Установлена связь между параметрами распределения данной суммы с дискретным спектром матрицы ковариации ее гауссовских компонент.

Полученные в настоящей работе выражения (8) и (9) позволяют анализировать параметры распределения решающей статистики, а следовательно, и показатели эффективности энергетического обнаружения неизвестных радиосигналов на фоне шума с произвольной матрицей ковариации.

Литература

1. *Urkowitz H.* Energy Detection of Unknown Deterministic signals / H. Urkowitz // Proc. IEEE. – 1967. – V. 55. – Pp. 523–531.

2. *Костылев В.И.* Адаптивное энергетическое обнаружение квазидетерминированных радиосигналов на фоне негауссовского шума / В.И. Костылев, М.П. Сличенко // Радиотехника и электроника. – 2011. – Т. 56, № 6. – С. 698–704.

3. *Kostylev V.* Energy detection of radio signals against the background of Nongaussian noise with unknown intensity / V. Kostylev, M. Slichenko // Radiophysics and Quantum Electronics. – 2009. – V. 52, № 11. – Pp. 910–920.

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

5. Пространственные и вероятностно-временные характеристики эффективности станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи / В.И. Борисов [и др.]. – М.: Радиософт, 2008.

6. *Борисов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи. Основы теории и принципы реализации / В.И. Борисов. – М.: Наука, 2009. – 357 с.

7. *Kostylev V.* Energy detection of partially polarized radio signals against the background of Gaussian noise / V. Kostylev, M. Slichenko // Radiophysics and Quantum Electronics. – 2010. – V. 53, № 12. – Pp. 803–814.

8. *Шляхин В.М.* Вероятностные модели нерэлеевских флуктуаций радиолокационных сигналов / В.М. Шляхин // Радиотехника и электроника. – 1987. – Т. 32, № 9. – С. 1793–1817.

Статья поступила в редакцию 29 ноября 2013 г.

УДК 681.3

МЕТОДИКА ОРГАНИЗАЦИИ СТРУКТУРЫ И ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ НЕПОЗИЦИОННЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

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

Предложена методика организации структуры и функционирования непозиционных цифровых фильтров, включающая положения, на базе которых разработан алгоритм вычислений в них, основанный на модулярном представлении данных.

***Ключевые слова**: цифровой фильтр, непозиционная арифметика, модулярное кодирование данных, методика, организация структуры непозиционного цифрового фильтра, организация функционирования непозиционного цифрового фильтра.*

NONPOSITIONAL DIGITAL FILTER STRUCTURE AND FUNCTIONING ORGANIZATION TECHNIQUE

A.V. Veligosha, Ph.D.(Eng.), associate professor, Information Systems chair, Stavropol Management Institute, e-mail: aveligosha@mail.ru

Technique of nonpositional digital filters organization and functioning is proposed. It includes statements based on which computational algorithm in them (which is based on modular data representation) is developed.

***Keywords**: digital filter, nonpositional arithmetics, modular data encoding, technique, nonpositional digital filter structure organization, nonpositional digital filter functioning organization.*

Модулярное кодирование данных и процедуры вычислений в модулярных кодах позволяют обеспечить реализацию цифровых фильтров (ЦФ), имеющих более высокие показатели качества, чем традиционные ЦФ [1]. Данное обстоятельство может значительно повлиять на эффективность создаваемых цифровых средств связи и управления, а именно – позволит увеличить вероятность доведения управляющей информации до исполнителей.

Для обеспечения высокоэффективной обработки цифровых сигналов необходимо обеспечить производительность и точность вычисления выходных отсчетов непозиционных ЦФ, на два–три порядка превышающую производительность и точность вычислений ЦФ, функционирующих в позиционной системе счисления, и более высокую степень прямоугольности их амплитудно-частотных характеристик (АЧХ).

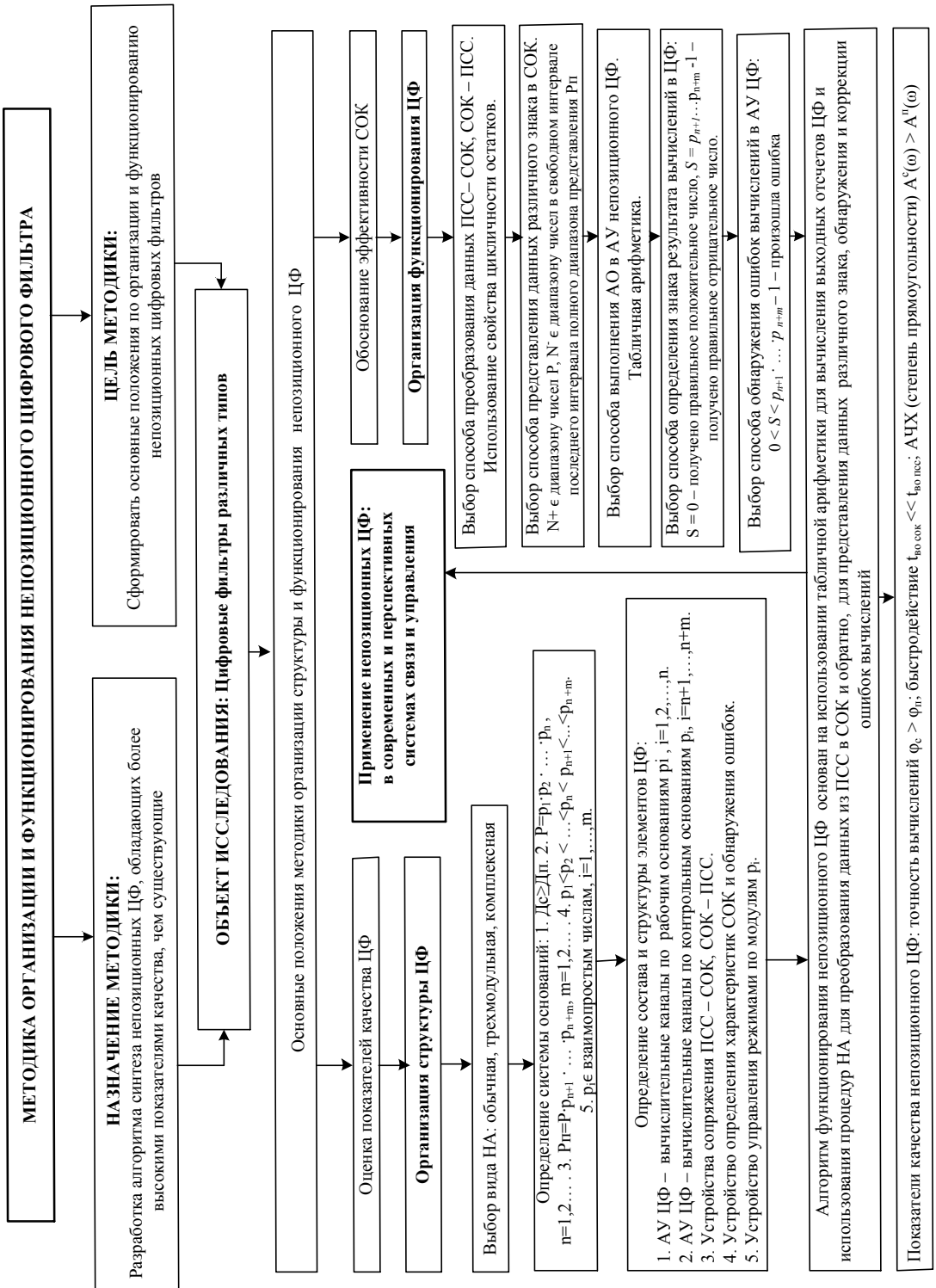
В настоящей статье предлагается новая методика организации структуры и функционирования непозиционных ЦФ с требуемыми показателями качества. Предложенная методика отвечает требованиям системного подхода, так как её элементы должны быть взаимосвязаны между собой по целям, назначению, составу используемых критериев и показателей качества.

В результате проведённых исследований теоретических основ модулярного кодирования данных и разработки процедур непозиционной арифметики (НА) была предложена методика организации структуры и функционирования высокоскоростных, высокоточных непозиционных ЦФ, структура которой представлена на рисунке. Назначением методики является разработка основных положений организации структуры и функционирования непозиционного ЦФ. На основе полученных положений разрабатывается алгоритм синтеза непозиционных ЦФ, обладающих более высокими показателями качества, чем существующие традиционные ЦФ.

Целью методики является создание на базе модулярного кодирования числовой информации математических основ процедур функционирования и принципов построения структур арифметических устройств параллельно-конвейерного типа, на основе которых будут синтезированы непозиционные ЦФ с требуемыми показателями качества.

Объектом исследования являются ЦФ: их типы, структуры, математические модели процедур вычислений алгоритма цифровой фильтрации, способы реализации алгоритмов фильтрации и основные показатели качества фильтров.

 ISSN 1995-7009



Структура методики организации и функционирования непозиционных ЦФ

Наиболее широкое применение на практике находят нерекурсивные ЦФ, реализованные в каскадной форме и пригодные для организации параллельно-конвейерных вычислений в модулярных кодах [2]. Для оценки качества функционирования ЦФ выбрана совокупность показателей качества: производительность, точность вычислений, степень прямоугольности АЧХ фильтра [1, 3].

Основные положения методики включают оценку выбранных показателей качества ЦФ, обоснование эффективности применения модулярного кодирования данных в ЦФ (использование в них системы остаточных классов (СОК) как математической основы), положения по организации структуры и функционирования непозиционных ЦФ.

Оценка проводится для определенного типа традиционного и непозиционного ЦФ с заданными параметрами (импульсной характеристикой). По полученным результатам проводится сравнение выбранных показателей качества ЦФ с учетом ограничений, наложенных на другие показатели, например аппаратные затраты, требуемые на реализацию традиционных и непозиционных ЦФ. Проведенные в [1, 3, 4] оценки показали явные преимущества непозиционных ЦФ перед традиционными по выбранным показателям качества.

В [1–4] обоснована целесообразность применения СОК для организации вычислений по нерекурсивному алгоритму цифровой фильтрации. Показано преимущество НА перед позиционным представлением данных по времени выполнения арифметических операций и невозможность достичь требуемого быстродействия ЦФ при использовании цифровых процессоров (ЦП) цифровой обработки сигналов. Для достижения требуемой эффективности при применении СОК были сформулированы задачи выполнения основных процедур обработки данных при их модулярном представлении, решения которых приведены в [1, 3, 4].

Организация структуры непозиционного ЦФ включает следующие этапы:

1. Выбор вида НА. На практике находят применение обычная, трехмодульная и комплексная СОК. Для реализации алгоритмов цифровой фильтрации наиболее эффективна обычная СОК [3].

2. Выбор системы оснований, осуществляемый в соответствии со следующими правилами:

2.1. Диапазон представления данных в СОК $Д_с$ должен быть не меньше, чем диапазон представления данных в позиционной системе счисления $Д_п$, т.е. должно выполняться условие $Д_с \geq Д_п$.

2.2. Диапазон представления данных в СОК $Д_с$ определяется как произведение взаимопростых модулей: $Д_с = p_1 p_2 \cdot \ldots \cdot p_n$, где $n = 1, 2, \ldots$

2.3. Диапазон представления данных в СОК с учетом обнаружения и коррекции ошибок вычислений определяется как $P = Д_с p_{n+1} p_{n+2} \cdot \ldots \cdot p_{n+m}$, где $m = 1, 2, \ldots, p_{n+1}, \ldots, p_{n+m}$ – контрольные основания.

2.4. Значения оснований должны удовлетворять условию $p_1 < p_2 < \ldots < p_n < p_{n+1} < \ldots < p_{n+m}$.

3. Определение состава и структуры элементов ЦФ, а именно обоснование и выбор структуры следующих элементов непозиционного ЦФ:

3.1. Арифметическое устройство ЦФ, включающее вычислительные каналы по рабочим основаниям $N_{\text{вк ро}} = n$ и вычислительные каналы по контрольным основаниям $N_{\text{ВК КО}} = m$.

3.2. Устройство сопряжения позиционного вычислительного устройства с непозиционным арифметическим устройством ЦФ и устройство обратного преобразования.

3.3. Устройство определения характеристик СОК, используемых для выполнения немодульных процедур НА, например такой характеристики СОК, как интервальный номер числа. Данная характеристика используется для определения ошибки вычислений по конкретному модулю и представления в СОК данных различного знака. В [2–3] показано, что наиболее эффективно применение в качестве арифметического устройства непозиционного ЦФ таблицы (запоминающего устройства). Особенность НА позволяет использовать не полную таблицу, а ее половину или четверть, что способствует уменьшению аппаратных затрат, или проводить обработку данных по четырем импульсным характеристикам фильтра, что особенно важно при применении адаптивных ЦФ [5].

Организация функционирования непозиционного ЦФ включает следующие этапы:

1. Выбор способа преобразования данных ПСС – СОК и СОК – ПСС. Существуют различные способы преобразования данных из позиционной системы счисления (ПСС) в СОК и обратно, которые требуют различных временных и аппаратных затрат. Для непозиционных ЦФ целесообразно использовать способы, описанные в [3, 4, 6]. Их преимущества по сравнению с суще-

ствующими способами заключаются в меньших временных затратах на процедуру обратного преобразования за счет исключения выполнения немодульных процедур и меньших аппаратных затратах на реализацию устройств сопряжения.

2. Выбор способа представления данных различного знака в СОК, осуществляемый за счет использования интервала представления $P = p_1 p_2 \ldots p_n$ для положительных чисел и последнего свободного интервала диапазона P_n для отрицательных чисел. Способы представления положительных и отрицательных чисел подробно описаны в [1, 6].

3. Выбор способа выполнения арифметических операций в арифметическом устройстве непозиционного ЦФ, осуществляемый в зависимости от выбранной системы оснований. Выбирается вариант табличной арифметики. Звено ЦФ СОК строится на основе запоминающих устройств. Организация вычислений в j-м звене ЦФ СОК по модулю p_i осуществляется согласно выражению

$$\left|y_{i,j}(nT)\right| p_i = \left\|y_{i-1} b_{i-1}\right| p_i + \left|y_{i-2} b_{i-2+1}\right| p_i \left| p_i . \quad (1)$$

Вычисление выходного отсчёта в звеньях ЦФ по модулю p_i будет осуществляться в соответствии с выражением

$$\left|y_i L - 2(nT)\right| p_i \left\|x_i b_0\right| p_i + \left|x_{j-1} b_1\right| p_i \left| p_i + \right.$$
$$+ \left\|y_{j-1} b_2\right| p_i \left| p_i + \right\|y_{i-z} b_{i-2} \left| p_i \right| p_i . \quad (2)$$

Вычисление выходного отсчёта ЦФ СОК в вычислительном канале по модулю p_i будет осуществляться согласно выражению

$$\left|y_i(nT)\right| p_i = \left\|y_i L - 2(nT)\right| p_i \left| b_{i-1} \right| p_i \left| p_i . \quad (3)$$

4. Выбор способа определения знака результата вычислений в ЦФ, осуществляемый на основе применения характеристики СОК интервального номера числа S. Если величина $S = 0$, то получено правильно положительное число. Если $S = p_{n+1} \ldots p_{n+m} - 1$, то получено правильное отрицательное число. Новые эффективные способы определения знака результата вычислений в ЦФ представлены в [1, 8].

5. Выбор способа обнаружения ошибок вычислений в арифметическом устройстве непозиционного ЦФ. Если значение интервального номера числа, представленного в СОК, принадлежит интервалу $0 < S < p_{n+1} \ldots p_{n+m} - 1$, то произошла ошибка. Если S не принадлежит интервалам неопределённости, осуществляется коррекция по способу, предложенному в [7].

Если значение S показывает номер интервала, где пересекаются ошибочные числа по разным основаниям, то перед выполнением процедуры коррекции необходимо выполнить операцию вида

$$N_{\Pi} = N_H^1 + P, \quad (4)$$

где P – диапазон представления данных по рабочим основаниям; N_H^1 – число в интервале неопределенности по одному из контрольных модулей.

Новые способы обнаружения и коррекции ошибок в вычислительных каналах непозиционного ЦФ представлены в [7, 8].

На основе предложенных положений по организации структуры и функционирования непозиционных ЦФ разработан алгоритм функционирования их арифметических устройств, который определяет вычисление выходного отсчета фильтра в соответствии с выражениями (1)–(4).

Все теоретические разработки подтверждаются результатами проведённых расчётов. Результаты расчётов и оценок представлены в виде таблиц и графиков, которые приведены в [1, 4–8, 9].

Разработанная методика организации структуры и функционирования ЦФ СОК отражает все этапы его синтеза. Особенностью данной методики является её новизна и важность, обусловленная необходимостью применения ЦФ с высокими показателями качества в средствах связи и управления нового поколения. Применение предложенной методики обеспечивает выполнение требований к основным показателям качества ЦФ, таким, как производительность, точность вычислений и требуемая степень прямоугольности их амплитудно-частотных характеристик, что позволяет применять их в современных и перспективных системах связи и управления [5].

Литература

1. *Велигоша А.В.* Оптимизация структуры и алгоритмов функционирования непозиционного цифрового фильтра / А.В. Велигоша // Теория и техника радиосвязи. – 2010. – № 4. – С. 82–88.

2. *Велигоша А.В.* Решение задач цифровой фильтрации на основе применения непозиционных кодов / А.В. Велигоша, Д.А. Велигоша // Известия высших учебных заведений. Северо-Кавказский регион, технические науки. – 2006. – № 3. – С. 21–22.

3. Цифровые фильтры в системе остаточных классов / Н.И. Червяков [и др.] // Радиоэлектроника. – 1995. – Т. 38, №8. – С. 11–20.

4. Применение модулярного кодирования для синтеза высокоскоростных цифровых фильтров / Н.И. Червяков [и др.] // Кибернетика и системный анализ. – Киев, 1998. – № 2. – С. 116–124.

5. *Велигоша А.В.* Обоснование и выбор эффективного метода реализации адаптивных цифровых фильтров / А.В. Велигоша // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 1. – С. 66–72.

6. *Велигоша А.В.* Новый метод представления данных в модулярных кодах для цифровой обработки сигналов / А.В. Велигоша // Теория и техника радиосвязи. – 2011. – № 2. – С. 69–75.

7. *Велигоша А.В.* Использование интервального номера числа для обнаружения и коррекции ошибок в непозиционных цифровых фильтрах / А.В. Велигоша // Теория и техника радиосвязи. – 2009. – № 4. – С. 79–83.

8. *Велигоша А.В.* Метод обнаружения и коррекции ошибок в непозиционных цифровых фильтрах / А.В. Велигоша, В.В. Косьянчук // Труды ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина». Эксплуатация авиационных комплексов. – 2011. – С. 239–243.

9. Модулярный систолический процессор цифровой обработки сигналов с реконфигурируемой структурой / И.А. Калмыков [и др.] // Вестник Северо-Кавказского федерального университета. – 2013. – Вып. 2. – С. 30–34.

Статья поступила в редакцию 5 ноября 2013 года

УДК 621.394.74

РАЗРАБОТКА МЕТОДА МАТЕМАТИЧЕСКОГО ОПИСАНИЯ ПРОЦЕССОВ ОБРАБОТКИ ГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ, ОБЛАДАЮЩИХ ФРАКТАЛЬНЫМИ И МУЛЬТИФРАКТАЛЬНЫМИ СВОЙСТВАМИ

Д.А. Велигоша, к.т.н., зам. нач. отдела ЦСКО ОАО «Сбербанк России», г. Ставрополь, e-mail: aveligosha@mail.ru
А.С. Варнавской, студент, Ставропольский ин-т управления, e-mail: aleksandr-varnavskoi@ mail.ru

Предложен метод математического описания процессов обработки графической информации, обладающих фрактальными и мультифрактальными свойствами.

Ключевые слова: *графическая информация, фрактальные и мультифрактальные свойства, модель шумовой составляющей, пиксел.*

DEVELOPMENT OF THE MATHEMATICAL REPRESENTATION TECHNIQUE CONSERNING GRAPHICAL INFORMATION PROCESSING EXPRESSING FRACTAL AND MULTIFRACTAL PROPERTIES

D.A. Veligosha, Ph.D.(Eng.), deputy head of department, Sberbank of Russia (Stavropol), e-mail: aveligosha@mail.ru
A.S. Varnavskoy, student, Stavropol Management Institute, e-mail: aleksandr-varnavskoi@ mail.ru

The mathematical representation technique for graphical information processing that expresses fractal and multifractal properties is proposed.

Keywords*: graphical information, fractal and multifractal properties, noise term model, pixel.*

На сегодняшний день наибольший объем данных, циркулирующих в системах их обработки, составляют изображения, видеоинформация и звук. Как показывает практика [1, 2], применение методов сжатия без потерь не приводит к существенному сокращению их информационного представления, поэтому актуальной задачей становится исследование и разработка методов сжатия с потерями, ориентированных на конкретные типы графической информации. Подобные методы сжатия должны опираться на индивидуальные особенности сжимаемого сигнала, включать в себя адаптивные механизмы его обработки и учитывать особенности восприятия соответствующей информации человеком.

За последние десятилетия широкое распространение получили системы хранения и обработки цифровых изображений. В настоящее время существуют хранилища данных, насчитывающие сотни миллионов оцифрованных изображений, что требует применения эффективных методов обработки графической информации [3]. Такие базы данных используются в самых разнообразных областях, например в космических исследованиях, медицине, системах видеонаблюдения, видеоконференциях, криминалистике и др. Так, современные системы космических исследований предполагают передачу до четырех терабайт данных за сутки.

К настоящему времени многократно увеличилась сложность систем обработки графической информации, расширились и продолжают расширяться их функциональные возможности, в том числе и в области сжатия данных. Развитие микропроцессорных технологий, рост вычислительной мощности процессоров привели к тому, что проблема сжатия данных стала решаться не аппаратно, а математическими методами [1]. В этой связи важным является решение вопросов устранения информационной избыточности, улучшения методов сжатия графической информации и ее восстановления, разработки эффективных вычислительных процедур для реализации этих методов. Сжатие актуально для повышения как скорости передачи, так и эффективности хранения графической информации [4].

Для построения идентификационной модели графической информации на основе фрактальной теории необходимо учесть не только фрактальный формализм представления этой информации, но и мультифрактальный формализм шума устройства ее формирования. Это необходимо сделать с целью разработки метода фрактального сжатия графической информации с реализацией функций стеговложения.

Таким образом, одной из задач, требующих решения, является задача описания вида и формы влияния механизмов формирования графической информации на структуру ее шума.

Решение сформулированной задачи проводилось в следующем порядке [5]:

– определение элементов, содержащих шумовую составляющую;

– статистическая обработка шумовой составляющей;

– мультифрактальный анализ графической информации.

Целью статистической обработки явилось получение распределения вероятностей точек (пикселов) графической информации, содержащих шумовую составляющую. Полученное распределение представляет собой дискретное распределение двумерной случайной величины, другими словами – координаты точки в двумерной системе координат. В этом случае закон распределения случайной величины характеризует вероятность того, что рассматриваемая точка графической информации с координатами *ij* содержит шумовую составляющую. При этом следует учитывать то, что шум содержится как в одном, так и в нескольких младших битах, характеризующих каждый пиксел графической информации. Кроме того, рассматривались структура и цветоразностные компоненты графической информации – полутоновые и цветные изображения. В случае полутоновых изображений исследовалась яркостная составляющая, а в цветных, в частности RGB, рассматривались все цветовые составляющие [6].

В результате эксперимента над тестовым изображением получена матрица вида

$$A=\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12}\ldots & a_{1j} & \ldots & a_{1N} \\ a_{21} & a_{22}\ldots & a_{2j} & \ldots & a_{2N} \\ . & . & . & \ldots & . \\ a_{i1} & a_{i2}\ldots & a_{ij} & \ldots & a_{iN} \\ a_{M1} & a_{M12}\ldots & a_{Mj} & \ldots & a_{MN} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где a_{ij} – вероятность наличия шумовой составляющей в *ij*-м пикселе графической информации; *i* – номер строки; *j* – номер столбца. Вероятности a_{ij} формируются для каждой цветовой компоненты графической информации и для различного числа младших бит.

Получение каждого значения a_{ij}, представляет собой результат обработки экспериментальных данных. Суть эксперимента заключалась в анализе N_u версий одной и той же графической информации, полученных в одинаковых условиях. При обработке этих данных осуществлялось суммирование числа случаев наличия того или иного числа шумовых бит изображения m_{ij} и результаты делились на число версий изображения N_u:

$$a_{ij}=\frac{m_{ij}}{N_u}. \quad (2)$$

Полученные результаты характеризуют тип исследуемого источника формирования графической информации.

Основной задачей здесь являлось проведение такого числа испытаний, которое бы обеспечивало заданную точность и надежность результатов эксперимента. Существует известное соотношение [7], связывающее точность, достоверность и оценку вероятности a_{ij}:

$$P\left(\left|a_{ij}-p_{ij}\right|\le\varepsilon\right)=\alpha, \quad (3)$$

где p_{ij} – истинное значение вероятности наличия шумовой составляющей в *ij*-й точке; ε – точность оценки; α – доверительная вероятность, характеризующая вероятность того, что оценка исследуемого параметра будет отличаться от его истинного значения не более чем на величину ε.

В этом случае число испытаний можно рассчитать на основе соотношения

$$N_u=t_\alpha^2\frac{p_{ij}\cdot\left(1-p_{ij}\right)}{\varepsilon^2}, \quad (4)$$

где $t_\alpha=\Phi^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right)$, а $\Phi(x)=\frac{1}{\sqrt{2\cdot\pi}}\int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}}dt$ – функция Лапласа.

Выбрав значения $\varepsilon=0{,}05$ и $\alpha=0{,}999$ из заданных пределов, проведем расчет числа испытаний для наихудшего случая, т.е. в предположении о том, что $p_{ij}=0{,}5$. Расчеты показали, что необходимо провести $N_u=1089$ испытаний.

Таким образом, предложена модель статистической обработки шумовой составляющей (выражение (4)), а полученное значение N_u является максимально необходимой величиной, что позволяет перейти к разработке метода математического описания процессов, обладающих фрактальными и мультифрактальными свойствами.

С целью определения шумовой составляющей графической информации рассмотрим класс мультипликативных ветвящихся процессов, называемых консервативными каскадами [6]. Используя вейвлет-преобразование, проведем анализ этих каскадов и докажем, что для класса мультифракталов, формируемых на основе консервативных каскадов, имеет силу мультифрактальный формализм. При этом за основу примем каскадную конструкцию, учитывающую фрактальные свойства на интервалах с низким разрешением и мультифрактальные свойства на интервалах с высоким разрешением.

Мультифракталы являются математической основой для описания локальных особенностей сигналов любой природы и позволяют, в отличие от существующих моделей, учитывать локально нерегулярные явления. В связи с этим каскадные модели мультипликативных процессов широко используются для описания различных явлений. В общем случае каскад представляет собой мультипликативный процесс, который разбивает заданное множество на все меньшие и меньшие части согласно некоторому геометрическому правилу и в то же самое время делит меру этих частей согласно другому (детерминированному или случайному) правилу [5, 7]. Генератор каскада определяет правило фрагментации массы исходного множества и в зависимости от его свойств либо сохраняет исходную массу, либо делает это с какой-то вероятностью. Объект, сгенерированный таким мультипликативным процессом, определяет в общем случае сингулярную меру или мультифрактал. При этом описывается способ, с помощью которого каскад перераспределяет массу исходного множества в течение этой процедуры фрагментации [5]. В общем случае выделяют три возможных вида каскадов: случайные, детерминированные и консервативные [8].

Рассмотрим различные виды каскадов с целью выбора из них конкретной структуры для моделирования мультифрактального процесса. В работе [9] впервые введено понятие случайного каскада как физической модели турбулентности. При построении случайного каскада исходная масса M^0 равномерно распределена на единичном интервале $I=[0;\,1]$, который делится на совокупность c, c^2, ..., c^n субинтервалов. Каждый субинтервал n-й ступени делится на c субинтервалов для формирования сигнала на $(n+1)$-м уровне. Субинтервалы, полученные на основе данного процесса, имеют разрешающую способность c^{-n} и обозначаются как

$$I(j_1,...,j_n)=\left[\sum_{i=1}^{n} j_i c^{-i},\ \sum_{i=1}^{n} j_i c^{-i}+c^{-n}\right], \qquad (5)$$

где $j_i=\{0,..,c-1\}$ и n = 1, 2, 3,… Присваиваем массу $M^0\cdot V(0),\ M^0\cdot V(1),...,M^0\cdot V(c-1)$ субинтервалам первой ступени. Здесь V – генератор каскада, неотрицательная случайная переменная со средним $1/c$, а $V(0),V(1),...,V(c-1)$ – независимые случайные переменные, имеющие то же самое распределение, что и V. В результате многократного повторения этой процедуры получают набор случайных переменных $V(j_1),...,V(j_1,...,j_n)$, которые также являются независимыми и имеют такое же распределение, как и генератор случайного каскада V. На рис. 1 приведен пример построения случайного каскада при $M^0=1$ и $c=2$.

Мера интервала $I(j_1,...,j_n)$, получаемая путем построения случайного каскада на уровне n, определяется выражением [7]

$$\mu_n\left(I(j_1,...,j_n)\right)= \\ =M^0\cdot V(j_1)\cdot V(j_1,j_2)\cdot ...\cdot V(j_1,...,j_n). \qquad (6)$$

Следует отметить, что случайный каскад сохраняет массу исходного множества только в среднем, т.е. для всех $n\ge 1$ имеем $E\left[\mu_n(I)\right]=M^0$. В связи с этим был разработан детерминированный каскад, который является особым случаем случайного каскада. При построении детерминированного каскада каждому субинтервалу, независимо от номера ступени в каскадной конструкции, присваиваются фиксированные массы. Для этого выбираются значения $p\in(0,\ 1/2)$ и на первой ступени построения каскада левому субинтервалу $I(0)$ присваивается масса $p\cdot M^0$ (для случая c = 2), а правому субинтервалу $I(1)$ – масса $(1-p)\cdot M^0$. Если итеративно повторять эту процедуру, то масса интервала $I(j_1,...,j_n)$ на n-й ступени описывается выражением

$$\mu_n\left(I(j_1,...,j_n)\right)=M^0\cdot\prod_{i=1}^{n} p_{j_i}=$$

$$= M^0 \cdot p^{n_0} \cdot (1-p)^{n_1}, \quad (7)$$

где $j_i \in \{0, 1\}$, $p_0 = p$, $p_1 = 1-p$; n_0 – число нулей в $(j_1,...,j_n)$, а $n_1 = n - n_0$ – число единиц. Этот процесс позволяет сохранить исходную массу M^0 на каждой ступени, и предельная мера (биномиальная мера, так как c = 2) μ_∞ является локально нерегулярной и мультифрактальной, если $p \neq 1/2$ на интервале $I = [0; 1]$.

Случайные каскады соответствуют физическим моделям турбулентности [10], однако они не сохраняют исходную массу, а детерминированные каскады обладают свойством сохранения массы, однако не учитывают стохастический характер процесса.

Таким образом, описание шумовой составляющей, появляющейся в результате обработки графической информации, требует компромисса между гибкими случайными и жесткими детерминированными каскадами. Для того, чтобы решить обе задачи, то есть сохранить массу (детерминированного каскада) и стохастичность (случайного каскада), используем полуслучайное (или консервативное) правило, в соответствии с которым присваиваем массу $W \cdot M^0$ интервалу $I(0)$ и массу $(1-W) \cdot M^0$ – интервалу $I(1)$, где W – генератор консервативного каскада, являющийся случайной переменной, симметричной относительно своего среднего значения, равного $1/2$. Таким образом, формируется последовательность случайных переменных $W(j_1,...,j_n)$ для $n \geq 1$ со структурной зависимостью, определяемой как

$$W(j_1,...,j_{n-1},\ 1) = 1 - W(j_1,...,j_{n-1},\ 0), \quad (8)$$

где случайные переменные $W(j_1,...,j_{n-1},\ 0)$, $W(j_1,...,j_{n-1},\ 1)$ распределяются так же, как и W, и формируются консервативный каскад и совокупность мер μ_n. Для всех $n \geq 1$ мера интервала $I(j_1,...,j_n)$ определяется с помощью следующего выражения

$$\mu_n\left(I(j_1,...,j_n)\right) =$$

$$= M^0 \cdot W(j_1) \cdot W(j_1, j_2) \cdot ... \cdot W(j_1,...,j_n), \quad (9)$$

и вследствие этой мультипликативной структуры $\mu_n\left(I(j_1,...,j_n)\right)$ распределяется приблизительно по логнормальному закону [11]. Причем в данном случае для всех $n \geq 1$ мы имеем $\mu_n(I) = M^0$. Основное отличие консервативного каскада от случайного заключается в том, как исходная масса, сосредоточенная в интервале «родителя», распределяется между левым и правым субинтервалами-«детьми» на каждой ступени процесса конструирования. Построение консервативного каскада приводит к тому, что предельная мера μ_∞ является невырожденной, и существуют моменты $\mu_\infty = M^0$. Исходя из вышеизложенного, в качестве основы для построения модели, учитывающей мультифрактальный характер шумовой составляющей графической информации, целесообразно использовать структуру консервативного каскада. Однако данное утверждение требует проверки соответствия структурных свойств измеренного ряда значений основной конструкции консервативного каскада. В связи с этим проведем разработку инверсного каскада, который позволяет установить, совпадает ли консервативное правило перераспределения массы в двух субинтервалах с основным интервалом. Если исследуемые данные обладают данным свойством, то статистические свойства генератора W основного консервативного каскада постоянны.

На рис. 1–4 представлены результаты применения процедуры инверсного каскада к исследуемому процессу. Графики иллюстрируют эмпирические функции плотности вероятностей отношений ребенок/родитель для ряда выбранных ступеней (1, 9, 12) в конструкции инверсного каскада. На рис. 1, 2 представлены графики эмпирических функций автокорреляции для соответствующих отношений (для 4 и 12 ступеней инверсного каскада). На рис. 2 эмпирическое среднеквадратическое отклонение представлено как функция ступени n в инверсной процедуре. Эти графики дают эмпирическое доказательство того, что в основе измеренного ряда лежит конструкция консервативного каскада. Фактически на различных ступенях в инверсной конструкции эмпирически наблюдаемые свойства отношений дают генератор W, который соответствует нормальному распределению на интервале $[0; 1]$ со средним значением $1/2$, т.е. он является симметричным и независимым на любой фиксированной ступени, что демонстрируют графики автокорреляционных функций. Рис. 1 иллюстрирует то, что генератор W изменяется прак-

тически монотонно как функция ступени в инверсной конструкции с меньшим затуханием на грубых масштабах (на последних ступенях) по сравнению с масштабами с высокой разрешающей способностью (начальные ступени). Другими словами, генератор не фиксируется, и на каждом уровне наблюдается его изменчивость. Таким образом, наблюдаемая последовательность данных соответствует конструкции консервативного каскада.

Кроме того, проведем анализ масштабирования каскадов. Для этого сначала рассмотрим детерминированный каскад. Универсальным средством для проведения масштабно-временного анализа является вейвлет-преобразование, что показано в [6, 8].

В качестве базиса вейвлетов выберем наиболее простой базис вейвлетов Хаара, использование которого позволяет осуществить ортогональное вейвлет-преобразование, причем материнский вейвлет $\psi(x)$ имеет один исчезающий момент [7], т.е. $\int x^r \psi(x) dx = 0$ при $r = 1$.

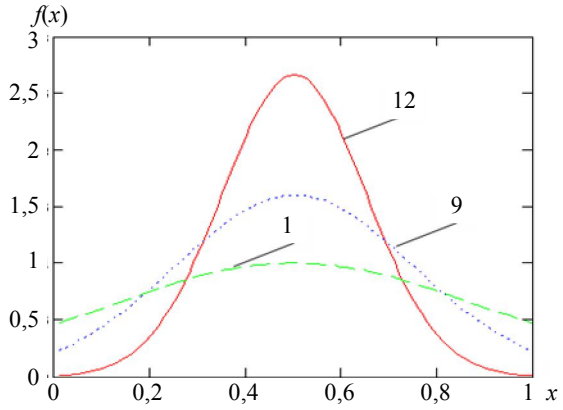


Рис. 1. Изменчивость генератора W

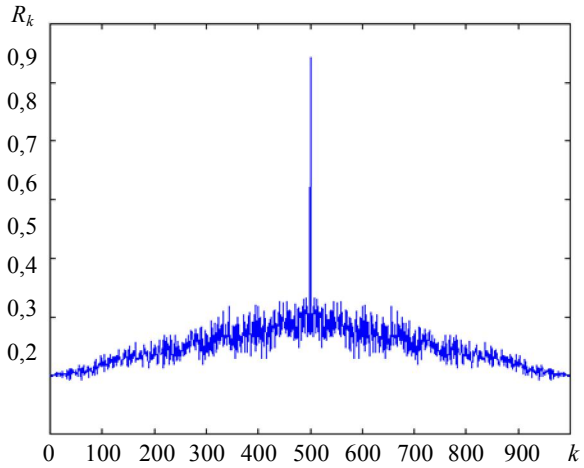


Рис. 2. График эмпирических функций автокорреляции для 4 ступеней инверсного каскада

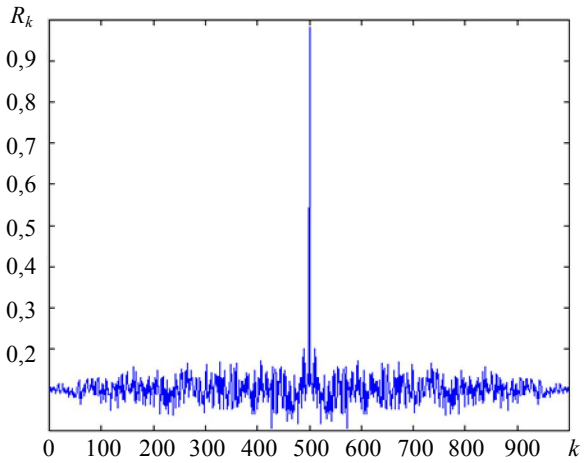


Рис. 3. График эмпирических функций автокорреляции для 12 ступеней инверсного каскада

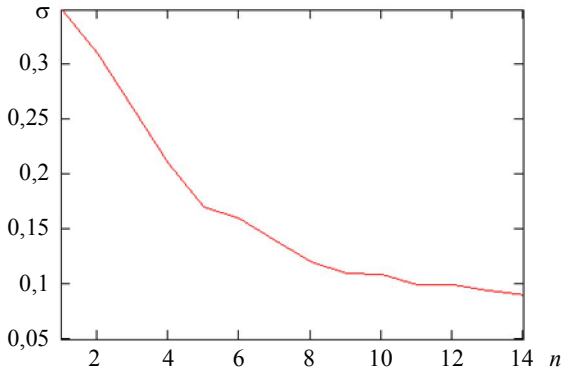


Рис. 4. Эмпирическое среднеквадратическое отклонение

Проведенный анализ показал, что вейвлет Хаара $\psi_{n,k}(x) = 2^{n/2}\psi(2^n x - k)$ на уровне n (вплоть до нормализации на коэффициент $2^{n/2}$) совпадает с разностью характеристических функций левого $I(j_1,...,j_n,0)$ и правого $I(j_1,...,j_n,1)$ субинтервалов, причем нормализованный вейвлет-коэффициент $W_{n,k}$ меры μ может быть определен как $\mu(I(j_1,...,j_n,0)) - -\mu(I(j_1,...,j_n,1))$. В частности, для детерминированного каскада вейвлет-коэффициент меры μ_∞ на уровне (в масштабе) n определяется следующим образом [11]:

$$W_{n,k} = 2^{n/2}\left(\prod_{i=1}^{n} p_{j_i}\right)(2p-1), \qquad (10)$$

где $p_0 = p$ и $p_1 = 1 - p$. В этом случае для консервативного каскада вейвлет-коэффициент меры μ_∞ на уровне n будет иметь вид

$$W_{n,k} = 2^{n/2} W(j_1)\cdot\ldots\cdot W(j_1,\ldots,j_n)\times \times\left(2W(j_1,\ldots,j_n,0)-1\right), \qquad (11)$$

где индексы $j_1,\ldots,j_n$ образуют диадическое разложение точки $2^{-n}(k)$.

В соответствии с вышеизложенным, генератор консервативного каскада сохраняет полную массу начального множества на каждой стадии построения. Построение каскада требует распределить меру (критерий, показатель) μ на интервале $I := [0;1]$, или, точнее, построить его функции распределения $Y(t) = \mu([0,t])$. Поскольку генератор является случайным, то Y будет определять стохастический процесс. Приращения Y положительны и $Y(0) = 0$. Это итерационное построение начинается с равномерного распределения на единичном интервале полной массы M^0, и затем осуществляется «перераспределение» этой массы путем разбиения ее между двумя подынтервалами половинного размера в отношении M_0^1 к M_1^1, где $M_0^1 + M_1^1 = 1$. После n шагов получаем распределение, которое является равномерным на интервалах $I_{k_n}^n := \left[k_n 2^{-n}, (k_n+1)\ 2^{-n}\right]$.

Масса, находящаяся в $I_{k_n}^n$, перераспределяется между двумя подынтервалами $I_{2k_n}^{n+1}$ и $I_{2k_n+1}^{n+1}$ в отношениях $M_{2k_n}^{n+1}$ и $M_{2k_n+1}^{n+1}$, где $M_{2k_n}^{n+1} + M_{2k_n+1}^{n+1} = 1$. Подводя итог, выберем последовательность $k_1, k_2, \ldots, k_n$ для любого n, такую, что интервал $I_{k_l}^l$ находится в $I_{k_i}^l$ всякий раз, когда $i < l$.

Такая вложенная последовательность уникально определяется значением k_n. В этом случае для исследуемого процесса получаем

$$Y\left((k_n+1)\ 2^{-n}\right) - Y\left(k_n 2^{-n}\right) = = \mu\left(I_{k_n}^n\right) = M_{k_n}^n \cdot M_{k_{n-1}}^{n-1} \cdots M_{k_1}^1 \cdot M_0^0. \qquad (12)$$

Различные M_l^i, вместе определяющие генератор консервативного каскада, могут иметь распределения, которые зависят от i и l и являются произвольными и положительными величинами, и выполняется условие, что для всех i и всех m

$$M_{2k_n}^i + M_{2k_n+1}^i = 1. \qquad (13)$$

Следует обратить внимание, что такое условие сохранения массы вводит сильную зависимость между двумя «дочерними записями» любого родительского узла. Кроме того, в этом случае требуется, чтобы для всех n и $k_n\ (n = 1,2,\ldots)$ все появляющиеся множители были взаимно независимы. Поскольку мы двигаемся от стадии n к $n + 1$ в нашем построении консервативного каскада, свойство сохранения в выражении (13) гарантирует, что значения Y в точках порядка, которые меньше, чем n, не изменяются.

Полученные результаты подтверждают то, что соотношения (12), (13) математически описывают изображение, сохраняя массу интервалов и их стохастичность.

Литература

1. *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.

2. *Сэломи Д.* Сжатие данных, изображений и звука / Д. Сэломи. – М.: Техносфера, 2004. – 368 с.

3. Управление и наведение беспилотных маневренных летательных аппаратов на основе современных информационных технологий. / Под ред. М.Н. Красильщикова и Г.Г. Себрякова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. – 312 с.

4. Цифровое преобразование изображений / Под ред. проф. Р.Е. Быкова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 228 с.

5. *Бондаренко В.А.* Фрактальное сжатие изображений по Барнсли–Слоану / В.А. Бондаренко, В.Л. Дольников // Автоматика и телемеханика. – 1994. – № 5. – С. 12–20.

6. *Boughen Nicholas* Lightwave 3d 7.5 Lighting / Nicholas Boughen. – Wordware Publishing, Inc, 2003. – 417 p.

7. *Уэлстид С.* Фракталы и вэйвлеты для сжатия изображений в действии. Учебное пособие : Пер. с англ. / С. Уэлстид. – М.: «Издательство Триумф», 2003. – 320 с.

8. Цифровая обработка телевизионных и компьютерных изображений / А.В. Дворкович [и др.]. – М.: Радио и связь, 1997. – 212 с.

9. *Wohlberg B.* A review of the fractal image coding literature / B. Wohlberg, G. De Jager // IEEE Transactions on Image Processing. – 1999. – Vol. 8, № 12. – Pp. 1716–1729.

10. *Bacry A.* Singularity spectrum of fractal signals from wavelet analysis: Exact results / A. Bacry, J. Muzy, A. Arneodo // J. Stat. Phys. – 1993. – No. 70. – Pp. 635–674.

11. *Велигоша Д.А.* Новый метод фрактального сжатия изображений / Д.А. Велигоша // Теория и техника радиосвязи. – 2009. – № 2. – С. 107–112.

Статья поступила в редакцию 5 ноября 2013 года

УДК 681.3/681.5

МЕТОДИКА МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО ВЫБОРА ВАРИАНТА СЕТИ МОБИЛЬНОГО БЕСПРОВОДНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА С УЧЕТОМ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

А.В. Гармонов, к.т.н., директор программ, e-mail: avg@wpl.ru
А.В. Ловягин, начальник отдела, e-mail: alov@sozvezdie.su
Г.А. Кащенко, к.т.н., доцент, в.н.с., e-mail: kashenko@yandex.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрена методика выбора наилучшего варианта построения сети мобильного беспроводного (МБ) широкополосного доступа (ШПД) по совокупности критериев качества и с учетом неопределенности исходных данных.

Ключевые слова: *методика, многокритериальный выбор вариантов, сеть МБ ШПД, неопределенность исходных данных, метод морфологического анализа, метод анализа иерархий.*

MULTICRITERIA CHOICE METHOD OF MOBILE WIRELESS BROADBAND ACCESS NETWORK VARIANT TAKING INTO ACCOUNT INITIAL DATA UNCERTAINTY

A.V. Garmonov, Ph.D.(Eng.), director of programs, e-mail: avg@wpl.ru
A.V. Lovyagin, head of department, e-mail: alov@sozvezdie.su
G.A. Kashchenko, Ph.D.(Eng.), associate professor, leading researcher, e-mail: kashenko@yandex.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

The method of selecting the optimal variant of mobile wireless broadband access network according to performance battery and taking into account initial data uncertainty is considered.

Keywords: *methodology, variant multicriteria selection, mobile wireless broadband access network, initial data uncertainty, morphological analysis method, hierarchy analysis method.*

Современные сети МБ ШПД представляют собой совокупность трех основных взаимоувязанных (согласованных) компонентов: системотехнических решений, нормативно-технических документов, аппаратных средств и базовых программных комплексов. Первый компонент в максимальной степени отражает специфику создаваемой сети, ее уникальность, второй регламентирует стандартные решения, условия и ограничения, определяемые действующими нормативно-правовыми и нормативно-техническими документами, третий – аппаратно-программные средства – является реальной материальной основой создаваемой сети.

В последние годы современные сети МБ ШПД создаются на основе применения значительного числа уже готовых аппаратно-программных средств различного назначения (базовые станции (БС), абонентские станции (АС), средства криптографической защиты информации и т.д.). В настоящее время существует большая номенклатура указанного оборудования различных фирм-производителей, реализующего одни и те же функции, удовлетворяющие требованиям технического задания (ТЗ), предъявляемым к конкретной системе. Насыщение рынка зарубежной и отечественной элементной базой, большое разнообразие условий, в которых функционируют сети МБ ШПД, специфичность требований, предъявляемых к ним, вопросы надежности и долговечности, наличие большого числа конструктивных типов усложняют процедуру формирования альтернативного допустимого множества вариантов и выбор наилучшего из них для конкретных условий эксплуатации. Кроме того, на практике такой выбор очень часто усложняется невозможностью получить достоверную информацию о характеристиках отдельных компонентов, например, из-за нежелания производителей оценивать свою продукцию по предлагаемым показателям качества либо из-за сокрытия или умышленного искажения реальных показателей с целью введения в заблуждение конкурентов. В этом случае задачу формирования и многокритериального выбора (МКВ) варианта сети МБ ШПД приходится решать в условиях неопределенности и неполноты исходных данных.

 ISSN 1995-7009

С учетом того, что современные сети МБ ШПД представляют собой сложные системы, которые функционируют в течение длительного периода времени и требуют больших организационных и материальных затрат, возникает задача обоснованного выбора вариантов их построения, обеспечивающих возможность работы как широко используемых, так и перспективных приложений. При оценке и выборе вариантов построения сетей МБ ШПД в заданных территориальных районах необходимо учитывать совокупность технических, экономических и нормативных требований. Выполнение этих требований, в первую очередь, связано с повышением качества телекоммуникационных услуг (ТКУ), а также сокращением сроков и затрат на проектирование и эксплуатацию сетей МБ ШПД. В этой связи актуальным является выбор оптимальных решений при проектировании и развертывании таких сетей с учетом совокупности технико-экономических показателей качества.

Здесь имеет место задача принятия оптимальных решений, состоящая из следующих основных этапов: формирование множества альтернативных вариантов решений; выявление ограничений, которым должны удовлетворять решения; определение критериев и методов выбора наилучших (оптимальные) решения. С учетом специфики рассматриваемых сетей возникает необходимость применения методов многокритериального выбора наилучшего варианта для принятия оптимальных решений в условиях неопределенности.

Задача принятия оптимальных решений состоит в выборе из множества возможных решений таких, которые являлись бы в определенном смысле наилучшими (оптимальными) по сравнению с другими. На практике выбор наилучших решений осуществляет некоторое лицо, принимающее решение (ЛПР), которое преследует вполне определенные цели. В зависимости от конкретной ситуации в роли ЛПР может выступать как отдельный человек (проектировщик, заказчик), так и группа специалистов, занятая решением одной конкретной задачи. Каждое возможное решение характеризуется определенной степенью достижения цели.

Оптимальное решение – это решение, которое с точки зрения ЛПР предпочтительнее других альтернативных решений. Это предпочтение на практике может выражаться в различной форме, и его математическая формализация может представлять собой непростую задачу. Сложность заключается в том, что на начальных этапах ЛПР, как правило, не всегда может сформулировать свои предпочтения (оптимальность решений) ясно и четко с точки зрения математической формализации.

На первом этапе решения задачи выбора наилучшего варианта, характеризуемом недостаточностью информации о проектируемом объекте, решается задача поиска альтернатив и вхождения в допустимую область, которые характеризуются целевой функцией, представляющей собой некоторую функцию от степени нарушения требований технического задания (ТЗ) по основным рабочим показателям для конкретного варианта проекта. Целью первой подзадачи является минимизация указанной функции на конечном множестве альтернатив, включающих существующие аналоги среди ранее выполненных проектных разработок. Решение второй подзадачи состоит в определении допустимых вариантов проекта, для которых выполняются требования ТЗ по уровню основных показателей.

При проектировании современных сетей МБ ШПД можно выделить следующие основные задачи:

– выбор технологии построения сети;

– формирование множества альтернативных допустимых вариантов оборудования для построения сети МБ ШПД выбранной технологии;

– выбор на множестве альтернативных допустимых вариантов наилучшего варианта оборудования для построения сети МБ ШПД.

В настоящее время на практике решение перечисленных задач зачастую осуществляется на основе эмпирических рассуждений, без учета особенностей решаемых задач и частных критериев, наиболее влияющих на выбор. В целом решение этих задач лежит в основе разработки методологии формирования и выбора наилучшего варианта построения сети МБ ШПД в заданном территориальном районе.

Таким образом, разработка методики решения задач формирования и выбора наилучшего варианта построения сети МБ ШПД из набора альтернативных взаимозаменяемых, но различных по своим характеристикам компонентов, выпускаемых разными фирмами-производителями, является актуальной и востребованной на практике.

Цель настоящей статьи – разработка методики формирования и выбора наилучших вариантов построения сетей МБ ШПД в виде задачи

МКВ и принятия оптимального решения в условиях неопределенности.

Для реализации поставленной цели в статье осуществлена математическая формализация перечисленных задач и приведен метод их решения в условиях неопределенности.

1. Математическая модель задачи формирования и выбора наилучшего варианта

Современные сети МБ ШПД становятся все более сложными, к ним предъявляются постоянно растущие противоречивые технико-экономические требования, которые характеризуются совокупностью разнородных показателей качества (ПК). Как правило, ПК зависимы между собой и являются антагонистическими. В этой связи при исследовании и проектировании новых сетей МБ ШПД возникает проблема построения математической модели, оценки результатов моделирования и принятия решений на их основе. Аналогичные проблемы характерны и для уже функционирующих сетей МБ ШПД, которые при эксплуатации должны постоянно модернизироваться и на основе эволюционного подхода заменяться на более совершенные системы.

При построении математической модели возможны ситуации, когда известна функциональная зависимость каждой характеристики и ограничений от параметров сети МБ ШПД. Такую модель принято называть моделью в условиях полной определенности, так как задача ее построения хорошо структурирована. Случаи, когда нет достаточной информации о функциональной зависимости каждой характеристики и ограничений от параметров, определяются как моделирование в условиях полной или частичной неопределенности.

С позиций системного подхода задачу формирования и выбора наилучшего варианта сети МБ ШПД можно представить следующей математической моделью:

$$\langle T, X, N, Q, C, P \rangle, \qquad (1)$$

где T – тип постановки задачи (например, t_1 – сформировать альтернативные варианты и выбрать наилучший вариант системы; t_2 – сформировать альтернативные варианты и выбрать из них вариант, наиболее близкий по свойствам к объекту, заданному в ТЗ, или прототипу (лидеру рынка); t_3 – сформировать альтернативные варианты и упорядочить весь набор вариантов по степени сходства с заданным объектом и т.п.); X – множество альтернатив; N – модель неопределенного фактора; Q – векторный критерий; C – множество векторных оценок; P – модель предпочтения.

2. Формирование множества альтернативных вариантов оборудования

При решении задачи формирования множества альтернативных вариантов оборудования для построения сети в конкретном территориальном районе, когда задана их декомпозиция на подсистемы (компоненты), целесообразно использовать морфологическую модель, широко применяемую при проектировании сложных технических систем [1]. Пусть выполнена функциональная декомпозиция сети, построенной, например, на основе технологии Wi-Fi, на некоторое конечное множество подсистем (компонентов)

$$\left\{ \mathrm{A}_j, j = 1,2,\ldots,L, \bigcup_{j=1}^{L} A_j = A \right\}.$$

В предположении, что для системы МБ ШПД Wi-Fi существует некоторое множество альтернативных способов реализации каждой подсистемы A_{lk}, $k = 1,2,\ldots,K$, $l = 1,2,\ldots,L$, может быть задана морфологическая таблица (см. табл. 1).

Таблица 1

Морфологическая таблица

Морфологические классы	Возможные способы реализации подсистем	Число способов реализации
1. Базовая станция	$[A_{11}], A_{12},\ldots, A_{1K_1}$	K_1
2. Абонентская станция	$A_{21}, [A_{22}],\ldots, A_{2K_2}$	K_2
3. Антенная система	$A_{31}, A_{32},\ldots, [A_{3K_3}]$	K_3
4. Оборудование для организации связи между базовыми станциями	$[A_{41}], A_{42},\ldots, A_{4K_4}$	K_4

Общее число возможных альтернативных вариантов сетей определяется по формуле

$$K = \prod_{l=1}^{L} K_l, \qquad (2)$$

где K_l – число способов (альтернатив) для реализации l-й функции или обобщенной подсистемы; L – число всех функций. Генерируемый вариант системы (подсистемы) представляет выборку альтернатив по одной из каждой строки морфологической таблицы и в общем виде записывается следующим образом:

$$A_i = \left\{ A_{1i}, A_{2j}, \ldots, A_{Ln} \right\}, \qquad (3)$$

где $i = 1,2,\ldots,K_1$; $j = 1,2,\ldots,K_2$, $n = 1,2,\ldots,K_L$.

При формировании на основе морфологического подхода множества допустимых вариантов сетей МБ ШПД A_D должны учитываться ограничения на структуру, параметры и техническую реализацию компонентов и системы в целом. Если среди сгенерированного множества альтернатив имеются несовместимые варианты, то заполняется вспомогательная матрица, в которой отмечены совместимые друг с другом компоненты системы: для каждой пары элементарных альтернатив $(A_{l,m}, A_{p,r})$, где $p \in L$, определяется, совместимы ли они, и результат заносится в таблицу [2]. Если альтернативы совместимы, то функция совместимости $sv(A_{l,m}, A_{p,r}) = 1$, в противном случае $sv(A_{l,m}, A_{p,r}) = 0$. На основании вспомогательной матрицы общее множество вариантов усекается до подмножества вариантов построения системы, состоящих из совместимых между собой компонентов системы. Здесь существуют противоречивые требования. С одной стороны, желательно с максимальной полнотой представить все варианты системы. С другой стороны, существуют ограничения, определяемые допустимыми затратами (времени и средств) на проектируемые системы.

3. Выбор совокупности частных показателей

Для оценки эффективности альтернативных вариантов сетей МБ ШПД должны быть формализованы показатели качества и конкурентоспособности (ПКК), наиболее полно характеризующие систему с точки зрения ЛПР (заказчика). Выбранная номенклатура ПКК должна быть одинаковой для оценки эффективности однотипных сетей МБ ШПД. Необходимо отметить, что с увеличением количества принятых для оценки ПКК трудоемкость решения задачи возрастает, а объективность оценки при превышении некоторого порога практически не повышается, поэтому в состав оценочных показателей целесообразно включать только те показатели, которые наиболее значимы для оценки эффективности конкретной сети МБ ШПД [2]. Вместе с тем, если ПКК окажется недостаточно, то при увеличении их числа интегральная оценка может измениться. Выбранные ПКК целесообразно иерархически структурировать, что позволит сравнивать системы по отдельным групповым признакам и облегчит процедуру определения коэффициентов весомости показателей. Объединение ПКК по групповым признакам способствует получению более достоверных результатов интегральной оценки объекта. В общем случае все множество ПКК включает несколько десятков критериев, объединенных в видовые группы: конструктивные, функциональные, эксплуатационные, экономические и специальные.

4. Решение задачи выбора в условиях неопределенности

После того как множество альтернативных вариантов сетей МБ ШПД сформировано, требуется выбрать наиболее приемлемые варианты по совокупности критериев качества. То есть возникает необходимость усечения сформированного множества вариантов в соответствии с требованиями ТЗ. Информация о предпочтительности сформированных альтернатив по совокупности критериев достаточно специфична и не всегда может быть получена в результате прямых расчетов. В этом случае необходимо решать задачу выбора наилучшего варианта в условиях неопределенности и неполноты исходных данных. Удобным инструментом для решения таких задач является метод анализа иерархий (МАИ) [3]. Метод предполагает выполнение следующих этапов:

– структурирование задачи в виде одной или двух иерархических структур (по одной для положительных и отрицательных последствий принимаемого решения) с несколькими уровнями, представляющими цель (верхний уровень), критерии (занимающие один или несколько промежуточных уровней) и варианты решения (расположенные на нижнем уровне);

– оценивание приоритетов (коэффициентов важности, или весов) критериев каждого уровня относительно критериев предыдущего уровня или же цели при помощи количественных парных сравнений;

– расчет (на основе этих оценок) значений приоритетов критериев нижнего уровня относительно цели;

– оценивание приоритетов вариантов по каждому из критериев нижнего уровня при помощи количественных парных сравнений;

– агрегирование всех полученных оценок в интегральные приоритеты – оценки вариантов относительно цели;

– выбор варианта, имеющего наибольший приоритет (в случае одной иерархии) или же наибольший удельный приоритет (в случае двух иерархий), в качестве наилучшего или же ранжирование вариантов по предпочтительности согласно указанным приоритетам;

– проведение анализа устойчивости (чувствительности к изменению величин приоритетов критериев) полученного решения.

Использование иерархической структуры в МАИ оказывается весьма плодотворным, так как позволяет представить исходную задачу с большим числом критериев, которая как единое целое слишком сложна для анализа, в виде системы взаимосвязанных существенно более простых «подзадач» с небольшим числом критериев. При проведении такой декомпозиции, по сути, принимается аксиома синтеза, согласно которой суждения о приоритетах элементов любого уровня иерархии не должны зависеть от элементов более низких ее уровней. Во многих практических задачах такое допущение считается приемлемым.

Расчет приоритетов критериев каждого уровня относительно критериев предыдущего уровня или же цели, а также приоритетов вариантов по каждому из критериев нижнего уровня осуществляется на основе результатов количественных парных сравнений. При каждом парном сравнении сопоставляются два критерия или же два варианта и оценивается степень превосходства в «силе» (важности или предпочтительности) одного из критериев или вариантов над другим. Поскольку количественное оценивание слишком сложно для человека, то введена словесная шкала, по которой первоначально производится оценивание. Каждая градация этой шкалы сопровождается кратким пояснением ее смысла и имеет соответствующую ей числовую оценку, принимаемую за количественную. Например, умеренному (или заметному), существенному (или сильному), очень сильному (или явному) и абсолютному превосходству приписаны числовые оценки 3, 5, 7 и 9 соответственно. Обратные величины (1/3,1/5,1/7,1/9 и др.) используются для выражения «уступки» в «силе». Использование словесной шкалы привлекательно на интуитивном уровне и дружественно по отношению к пользователю. Отмечается, однако, что пояснения к градациям шкалы недостаточно точны и однозначны, в частности, из-за неточности смысла слов.

Результаты парных сравнений объектов – критериев или вариантов – представляются в виде квадратной матрицы $\mathbf{A} = \left(a_{ij}\right)$ размерности n, где n – число попарно сравниваемых объектов, a_{ij} – степень превосходства (в важности для критериев или в предпочтительности для вариантов) объекта i над объектом j. Полагается, что полученные оценки соответствуют измерению степеней превосходства в абсолютной шкале.

Матрица **A** является положительной (все $a_{ij} > 0$) и обратно симметричной ($a_{ij} = \frac{1}{a_{ji}}$ так, что $a_{ii} = 1$ для всех i и j). Показателем непротиворечивости полученных оценок является сверхтранзитивность матрицы **A**, т.е. выполнение равенств $a_{ik} \times a_{kj} = a_{ij}$ для всех i, j и k. Известно [3], что положительная обратно симметричная матрица **A** сверхтранзитивна тогда и только тогда, когда существует положительный вектор v, такой, что $a_{ij} = \frac{v_i}{v_j}$, $i, j = 1...n$. Он удовлетворяет равенству $Av = nv$ и единствен с точностью до положительного множителя (здесь n оказывается наибольшим характеристическим числом матрицы **A**, остальные $n - 1$ её характеристических чисел равны нулю). Поэтому за оценки «силы», т.е. за приоритеты объектов, принимаются компоненты v_i нормализованного вектора v (т.е. такого, что $v_1 + ... + v_n = 1$). Это, помимо всего прочего, означает, что «сила» объектов считается измеренной в шкале отношений.

Если матрица **A** результатов парных сравнений не является сверхтранзитивной, то требуется оценить степень согласованности входящих в нее оценок, или, короче, согласованность матрицы **A**. Если несогласованность невелика, то

можно переходить к расчету приоритетов. В противном случае необходимо проверить и скорректировать результаты парных сравнений.

Для оценки степени несогласованности матриц парных сравнений в МАИ используется отношение согласованности *C.R.*:

$$C.R. = \frac{C.I.}{R.I.},$$

где $C.I. = (\lambda_{\max} - n)/(n-1)$ – индекс согласованности ($\lambda_{\max}$ – наибольшее характеристическое число матрицы **A** (всегда $\lambda_{\max} \geq n$, причем равенство выполняется тогда и только тогда, когда матрица **A** сверхтранзитивна); *R.I.* – случайный индекс, равный математическому ожиданию *C.R.* случайной обратно симметричной матрицы, в которой элементы, стоящие выше главной диагонали, являются независимыми случайными величинами и могут принимать с равной вероятностью значения 1...9 или обратные им. В [2] приведена таблица значений *R.I.* для n = 3...15. Чем выше согласованность матрицы **A**, тем меньше значение *C.R.*; для сверхтранзитивной матрицы оно равно нулю. Степень согласованности матрицы **A** рекомендуется считать приемлемой, если *C.R.* не превосходит 0,1 (или 10%).

Для расчета приоритетов в МАИ используется метод главного характеристического вектора (ГХВ), согласно которому за вектор приоритетов принимается нормализованный правый характеристический вектор v матрицы **A**, соответствующей её наибольшему характеристическому числу $\lambda_{\max}$, т.е. являющийся решением уравнения $Av = \lambda_{\max} v$.

Интегральные приоритеты (относительно цели) $Q(x)$ вариантов x рассчитываются при помощи аддитивной функции ценности вида

$$Q(x) = \sum_{i=1}^{m} w_i q_i(x), \qquad (4)$$

где m – число критериев нижнего уровня, w_i – приоритеты (веса) этих критериев относительно цели, $q_i(x)$ – приоритеты варианта x по этим критериям. Приоритеты w_i получаются путем перемножения локальных приоритетов всех критериев, которые лежат на пути от рассматриваемого критерия нижнего уровня по ветви иерархической структуры вверх до цели.

В классическом варианте МАИ используется грубая оценка наибольшего собственного вектора матрицы – среднее геометрическое по строкам, а для оценки наибольшего собственного значения – функция следа матрицы. Вследствие этого возникают погрешности вычисления собственных значений и собственных векторов, что может привести к неверному выбору наилучшего решения. Для уменьшения влияния ошибок из-за приближенных оценок в реализованном варианте МАИ применяется прямое вычисление собственных векторов и собственных значений матрицы парных сравнений (МПС) как обратно симметричной матрицы. С этой целью она с помощью метода Хаусхолдера приводится к верхней почти треугольной форме Хессенберга. Затем методом QR-итераций со сдвигом вычисляются собственные значения и собственные векторы. Проверка устойчивости решения путем изменения элементов МПС показала, что при применении рассмотренного способа ошибка в оценках экспертов на один ранг практически не значима.

5. Выбор технологии МБ ШПД

Разнообразие существующих технологий МБ ШПД и расширение области их практического использования обусловило необходимость обоснованного выбора наилучшего варианта технологии.

Общий подход к выбору конкретной технологии МБ ШПД включает [4, 5]:

– формирование общего организационного и системного замысла построения сети МБ ШПД;

– обоснование перечня требований, предъявляемых к сети МБ ШПД со стороны ее заказчиков и потребителей;

– выбор возможных альтернативных вариантов технологий, удовлетворяющих предъявленным требованиям;

– выбор показателей для сравнительной оценки технологий;

– проведение сравнительной оценки и выбор наилучшего варианта технологии.

Задача выбора наилучшего варианта технологии МБ ШПД в общем случае формулируется следующим образом. Пусть выбор технологии МБ ШПД производится из множества альтернатив $T = \{T_i, i = 1,2,\ldots,V\}$ по заданным требованиям или критериям $Q = \{q_i, i = 1,2,\ldots,m\}$. Необходимо из множества технологий выбрать такую

альтернативу либо комбинацию альтернатив, которая наилучшим образом соответствует множеству требований Q.

Все существующие технологии МБ ШПД характеризуются целой совокупностью показателей, которые различным образом влияют на характеристики системы. Например, при выборе сетевой телекоммуникационной технологии целесообразно учитывать её следующие показатели:

1. Качество обслуживания (QoS). В настоящее время прослеживается тенденция к появлению новых услуг и развитию мультимедийных приложений, предъявляющих очень жёсткие требования по качеству обслуживания ко всей сети. Кроме того, необходимо разделение пользователей по приоритету обслуживания, что особенно существенно для больших мультисервисных сетей.

2. Масштабируемость. Масштабируемость технологии предполагает её способность гибко реагировать на усложнение приложений пользователя и повышающиеся в связи с этим требования к сети.

3. Стоимость. Следует учитывать соотношение цена/производительность. Трудно ожидать высокого уровня сервиса от дешёвых технологий; с другой стороны, бессмысленно использовать сложнейшие технологии для решения простых задач.

4. Номенклатура имеющегося на рынке оборудования.

5. Прогнозируемая популярность технологии в обозримом будущем – от этого зависит расширяемость сети и возможность обновления устройств.

Эти показатели могут быть количественными, качественными, а также могут быть заданы интервалами своих значений. Таким образом, в общем случае задача выбора технологии МБ ШПД математически формализуется в виде задачи многокритериального выбора с количественными, качественными и интервальными критериями.

Рассмотрим пример выбора рационального варианта сети МБ ШПД для сельского территориального района. Характерными особенностями сельских территориальных районов являются неравномерная плотность населения и ограниченность бюджета. С учетом этих особенностей наиболее влияющими на выбор варианта сети являются следующие показатели: канальная скорость, доступность частотного диапазона, доступность оборудования, дальность действия, стоимость подключения, поддержка мобильности. В качестве альтернативных вариантов могут использоваться сети, построенные на основе технологий Wi-Fi, 3G, WiMAX, LTE, LTE/Wi-Fi. Схема иерархии для выбора рационального варианта сети представлена на рис. 1.

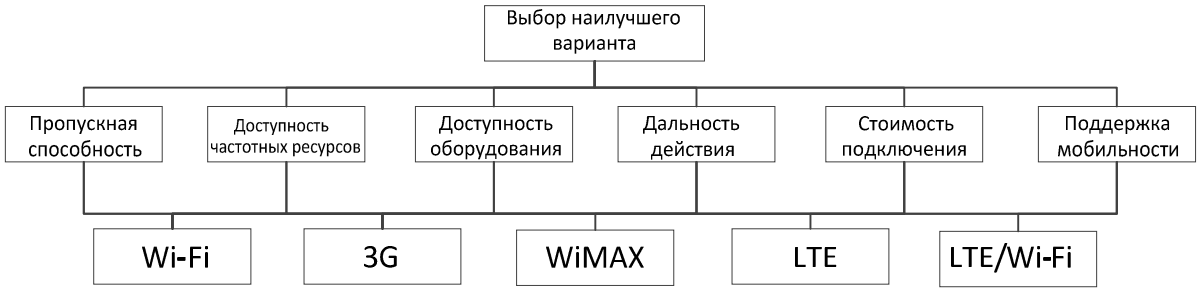


Рис. 1. Схема иерархии

Матрица парных сравнений относительной важности критериев выбора варианта сети для рассматриваемого сельского территориального района приведена в табл. 1. Из таблицы следует, что, по мнению экспертов, наиболее важными критериями при выборе варианта сети в рассматриваемом случае являются канальная скорость, доступность частотного диапазона и стоимость подключения.

Матрицы парных сравнений альтернатив по каждому критерию в отдельности приведены в табл. 3–8. На основе этих матриц вычисляются векторы приоритетов альтернатив для критериев «канальная скорость», «доступность частотного диапазона», «доступность оборудования», «дальность действия», «стоимость подключения» и «поддержка мобильности».

Для каждой пары альтернатив выясняется, какая из альтернатив обладает лучшими характеристиками по этим критериям. Совокупный вектор приоритетности альтернатив вычисляется с помощью аддитивной свертки. Результаты выбора варианта сети приведены в табл. 9 и на рис. 2.

Таблица 2

Относительная важность критериев

	$q1$	$q2$	$q3$	$q4$	$q5$	$q6$	Вектор приоритетов
$q1$	1	3	5	3	2	3	0.3519389931
$q2$	1/3	1	3	3	3	2	0.2241053257
$q3$	1/5	1/3	1	1/3	1/2	1/3	0.0544518700
$q4$	1/3	1/3	3	1	1/3	1/3	0.0799244149
$q5$	1/2	1/3	2	3	1	3	0.1662494825
$q6$	1/3	1/2	3	3	1/3	1	0.1233299136
λ_{max} = 6.56; ИС = 0.11; ОС = 9.00%							

Таблица 3

Канальная скорость

	Wi-Fi	3G	WiMAX	LTE	LTE/Wi-Fi	Вектор приоритетов
Wi-Fi	1	5	3	1	1	0.2712011048
3G	1/5	1	1/5	1/5	1/5	0.0455280659
WiMAX	1/3	5	1	1/5	1/4	0.0918025935
LTE	1	5	5	1	1/2	0.2614900723
LTE/Wi-Fi	1	5	4	2	1	0.3299781633
λ_{max} = 5.21; ИС = 0.05; ОС = 4.67%						

Таблица 4

Доступность частотных ресурсов

	Wi-Fi	3G	WiMAX	LTE	LTE/Wi-Fi	Вектор приоритетов
Wi-Fi	1	3	5	4	5	0.4603255110
3G	1/3	1	5	3	3	0.2528477217
WiMAX	1/5	1/5	1	1/5	1/5	0.0405942750
LTE	1/4	1/3	5	1	1/3	0.0991229671
LTE/Wi-Fi	1/5	1/3	5	3	1	0.1471095249
λ_{max} = 5.51; ИС = 0.13; ОС = 11.35%						

Таблица 5

Доступность оборудования

	Wi-Fi	3G	WiMAX	LTE	LTE/Wi-Fi	Вектор приоритетов
Wi-Fi	1	3	5	4	4	0.4416990322
3G	1/3	1	5	4	4	0.2846282123
WiMAX	1/5	1/5	1	1/4	1/4	0.0445320000
LTE	1/4	1/4	4	1	1/3	0.0997941306
LTE/Wi-Fi	1/4	1/4	4	3	1	0.1393466249
λ_{max} = 5.39; ИС= 0.10; ОС= 8.61%						

Таблица 6

Дальность действия связи

	Wi-Fi	3G	WiMAX	LTE	LTE/Wi-Fi	Вектор приоритетов
Wi-Fi	1	3	3	5	3	0.2909989994
3G	1/3	1	1/3	1/3	1/4	0.0604177423
WiMAX	1/3	3	1	1/2	1/3	0.1140792729
LTE	1/5	3	2	1	1/3	0.1505285030
LTE/Wi-Fi	1/3	4	3	3	1	0.3839754817
λ_{max} = 5.22; ИС = 0.05; ОС = 4.86%						

Таблица 7

Стоимость подключения одного абонента

	Wi-Fi	3G	WiMAX	LTE	LTE/Wi-Fi	Вектор приоритетов
Wi-Fi	1	5	5	5	4	0.5303776491
3G	1/5	1	1/3	3	2	0.1274099104
WiMAX	1/5	3	1	1	3	0.1721256975
LTE	1/5	1/3	1	1	1	0.0890375006
LTE/Wi-Fi	1/4	1/2	1/3	1	1	0.0810492431
λ_{max} = 5.42; ИС = 0.11; ОС = 9.48%						

Таблица 8

Поддержка мобильности

	Wi-Fi	3G	WiMAX	LTE	LTE/Wi-Fi	Вектор приоритетов
Wi-Fi	1	1/4	1/4	1/4	1/4	0.0588235294
3G	4	1	1	1	1	0.2352941176
WiMAX	4	1	1	1	1	0.2352941176
LTE	4	1	1	1	1	0.2352941176
LTE/Wi-Fi	4	1	1	1	1	0.2352941176
λ_{max} = 5.00; ИС = 0.00; ОС = 0.00%						

Таблица 9

Результат выбора

	0.3519389931	0.224105325	0.0544518700	0.0799244149	0.1662494825	0.1233299136	Общие веса
Wi-Fi	0.2712011048	0.4603255110	0.4416990322	0.4291880119	0.5303776481	0.0588235294	0.3523912917
3G	0.0455280659	0.2528477217	0.2846282128	0.0595536426	0.1274099104	0.2352941176	0.1431465861
WiMAX	0.0918025935	0.0405942750	0.0445320000	0.2248954011	0.1721256975	0.2352941176	0.1194404009
LTE	0.2614900723	0.0991229671	0.0897941306	0.1015268306	0.0890375006	0.2352941176	0.1710677101
LTE/Wi-Fi	0.3299781633	0.1471095249	0.1393466242	0.1848361135	0.0810492431	0.2352941176	0.2139540110

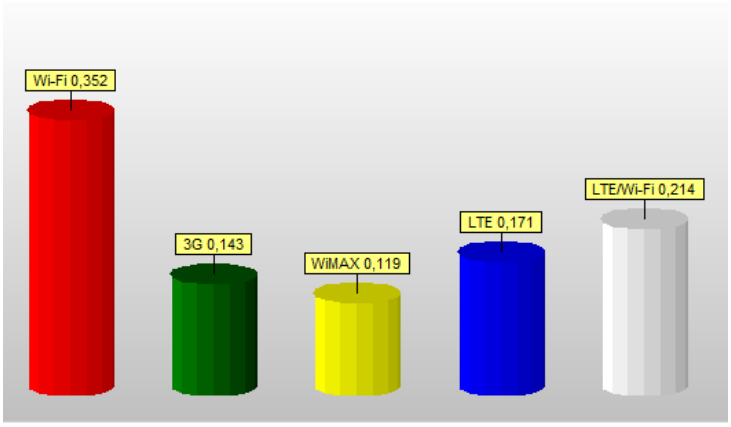


Рис. 2. Итоговая диаграмма

6. Выбор оборудования для построения сети МБ ШПД

Одним из важных вопросов, решаемых в ходе проектирования сетей МБ ШПД, является выбор телекоммуникационного оборудования, реализующего выбранные системотехнические решения, технологии и удовлетворяющего предъявляемым к сети требованиям.

Выбор оборудования может осуществляться следующим образом.

Вначале производится выбор возможных типов оборудования, характеристики которых удовлетворяют системным и техническим требованиям проектируемой сети. Как правило, современное оборудование должно обеспечивать передачу мультимедийной информации (речевой, видео и данных, в том числе в режиме реального времени), поддерживать механизмы качества обслуживания (QoS) для обеспечения работы различных приложений, высокую надежность функционирования, обладать хорошими эксплуатационными характеристиками.

Необходимо отметить, что сейчас на телекоммуникационном рынке представлено сетевое оборудование многих компаний. При этом желательно выбирать весь набор средств одного разработчика, что облегчает сопряжение оборудования и его дальнейшую эксплуатацию. К настоящему времени имеются типовые линейки телекоммуникационного оборудования для построения сетей МБ ШПД технологии Wi-Fi значительного числа компаний-разработчиков. Исключение составляют средства криптографической защиты информации, круг разработчиков которых является более узким и выбор которых имеет ряд специфических особенностей.

В качестве показателей для выбора оборудования, например, могут использоваться:

– техническая характеристика (характеристики), наиболее важная для конкретной сети (производительность, число и типы портов, поддерживаемые протоколы и т.п.);

– надежность;

– энергопотребление;

– массогабаритные характеристики оборудования;

– соответствие специфическим требованиям заказчика (наличие сертификатов, опыт применения в других проектах, особенности программного обеспечения и т.п.);

– перспективы выпуска данной серии оборудования, совместимость с другими сериями;

– стабильность технической поддержки производителя;

– наличие максимально полной технической документации;

– стоимостные характеристики и др.

Необходимо отметить, что конкретный набор показателей для выбора оборудования определяется спецификой создаваемой сети. При этом для различных типов сетей степень важности каждого из указанных показателей различна. Например, для специализированных сетей МБ ШПД в защищенном исполнении наиболее важными являются показатели, характеризующие их надежность и безопасность; для некоторых сетей, предполагающих обмен большими объемами информации, наиболее важной является производительность; при ограниченных финансовых возможностях наиболее важными являются стоимостные показатели и т. п.

Результаты проведенной оценки показали, что по рассмотренным показателям может быть выбрано небольшое число (три–пять) типов оборудования, которое наиболее соответствует всем предъявляемым требованиям и сопоставимо друг с другом по эксплуатационным показателям. Из этих оставшихся вариантов необходимо выбрать наиболее приемлемый с точки зрения технических и эксплуатационных показателей вариант для данной сети. При этом, как правило, невозможно найти оборудование, которое являлось бы лучшим по всем приведенным выше показателям. В частности, отдельные типы оборудования, обладающие наиболее высокой производительностью или надежностью, уступают по другим характеристикам; оборудование, лучшее по количеству поддерживаемых протоколов и типов предоставляемых интерфейсов, является более дорогим и т. п.

Для формирования множества альтернативных вариантов сетей МБ ШПД используется модифицированный метод морфологического анализа, описание которого приведено в разделе 2. Для проведения сравнительной оценки и выбора лучшего варианта в предлагаемой методике используется МАИ, описание которого приведено в разделе 4. Особенностью рассматриваемой задачи является то, что в настоящее время на рынок оборудования технологии Wi-Fi поставляется очень большое количество продукции большого числа фирм-производителей.

С учетом вышеизложенного предлагается методика формирования и выбора варианта оборудования, включающая следующие основные этапы:

– декомпозиция оборудования сети МБ ШПД на основные компоненты (БС, АС и т.д.);

– ранжирование основных компонентов оборудования сети с использованием МАИ по совокупности показателей качества в порядке убывания предпочтений;

– удаление в каждом классе компонентов оборудования тех из них, которые не удовлетворяют требованиям ТЗ, а также худших компонентов оборудования;

– формирование альтернативных вариантов оборудования сети МБ ШПД из оставшихся компонентов оборудования модифицированным методом морфологического анализа (ММА);

– выбор из всего множества оставшихся альтернативных вариантов оборудования данного назначения образцов, наиболее удовлетворяющих требованиям конкретной сети, на основе системы основных показателей МАИ.

Структурная схема алгоритма формирования и выбора наилучшего варианта оборудования сети МБ ШПД технологии Wi-Fi приведена на рис. 3.

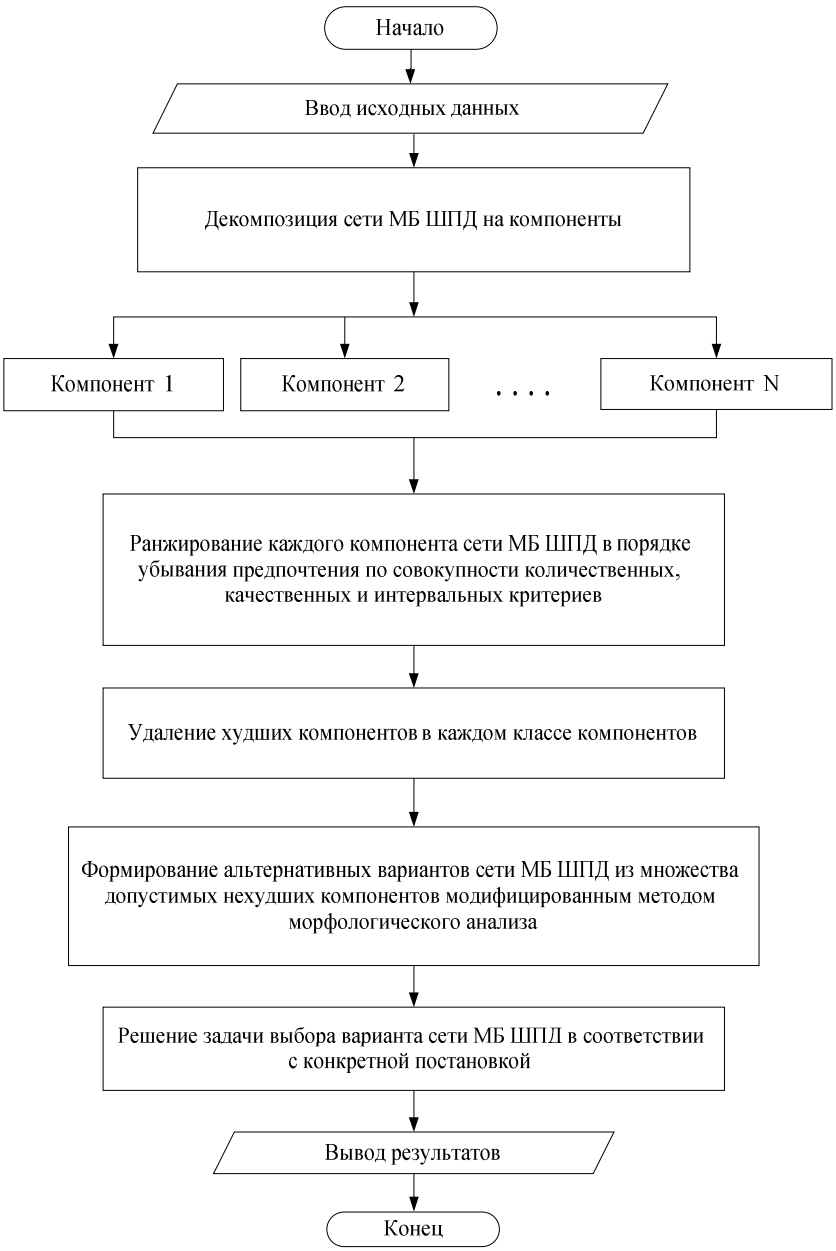


Рис. 3. Структурная схема алгоритма формирования и выбора наилучшего варианта оборудования

Задача выбора наилучшего варианта оборудования для построения сети МБ ШПД приобретает в настоящее время особую важность в связи с процессами информатизации современного общества. Учитывая, что время жизни сетей МБ ШПД превышает время жизни средств вычислительной техники, возникает задача выбора такого оборудования, которое обеспечивало бы возможности дальнейшего эволюционного развития сети и удовлетворяло бы возрастающие потребности пользователей при ограничении затрат на закупку и модернизацию оборудования. Предложенный подход к построению сетей МБ ШПД позволяет, на наш взгляд, существенно повысить обоснованность принимаемых решений при выборе наилучшего варианта аппаратно-программных средств для построения таких сетей.

Литература

1. *Одрин В.М.* Морфологический анализ систем / В.М. Одрин, В.В. Картавов. – Киев: Наукова думка, 1977. – 183 с.

2. *Петровский А.Б.* Теория принятия решений: учебник для студ. высш. учеб. заведений / А.Б. Петровский. – М.: Издательский центр «Академия», 2009. – 400 с.

3. *Саати Т.* Принятие решений при зависимостях и обратных связях: Аналитические сети : Пер. с англ. / Т. Саати ; науч. ред. А.В. Андрейчиков, О.Н. Андрейчикова. – М.: Издательство ЛКИ, 2008. – 360 с.

4. *Гармонов А.В.* Методическое обеспечение для выбора варианта технологии широкополосного беспроводного доступа с учетом потребительских предпочтений / А.В. Гармонов, А.В. Ловягин. – Воронеж: Научная книга, 2012. – С. 217–221.

5. *Гармонов А.В.* Системный подход к обоснованию выбора вариантов информационных технологий для информатизации малых городов / А.В. Гармонов, А.В. Ловягин // Теория и практика системного анализа: сборник трудов Всероссийской молодежной конференции, Белгород. – ИД «Белгород», 2012. – С. 455–459.

Статья поступила в редакцию 23 декабря 2013 года

УДК 537.86:519.2

АДАПТИВНОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ КВАЗИДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ ЭЛЛИПТИЧЕСКИ ПОЛЯРИЗОВАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

В.И. Костылев, профессор, зав. кафедрой, Воронежский гос. ун-т, e-mail: kostylev@phys.vsu.ru
М.П. Сличенко, с.н.с., ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: asp2010@mail.ru

Получены аналитические выражения для вероятностей ложной тревоги и правильного адаптивного энергетического обнаружения квазидетерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов на фоне гауссовского шума. Проанализировано влияние закона распределения случайной амплитуды радиосигнала на характеристики обнаружения.

Ключевые слова: *энергетическое обнаружение, адаптация, эллипс поляризации, федингамплитуды, квазидетерминированный радиосигнал, решающая статистика.*

ADAPTIVE ENERGY DETECTION OF THE QUASI-DETERMINISTIC ELLIPTICALLY-POLARIZED RADIO SIGNALS

V.I. Kostylev, professor, head of chair, Voronezh State University, e-mail: kostylev@phys.vsu.ru
M.P. Slichenko, senior staff scientist, JSC «Sozvezdie «Concern», e-mail: asp2010@mail.ru

Analytical expressions for probabilities of correct detection and false alarm of the energy detector receiving quasi-deterministic elliptically-polarized signals against the background of Gaussian noise are obtained. The influence of radio signal's random amplitude distribution law on energy detection characteristics is analyzed.

Keywords*: energy detection, adaptation, polarisation ellipse, amplitude fading, quasi-deterministic radio signal, the decision statistics.*

В работах [1, 2] проведен анализ характеристик энергетического обнаружения квазидетерминированных радиосигналов на фоне белого гауссовского шума известной интенсивности. Получены распределения решающих статистик энергетического обнаружителя для различных законов флюктуаций амплитуды радиосигнала. А для случая наличия априорной неопределенности относительно спектральной плотности мощности гауссовского шума в [3] предложена адаптивная процедура оценки его дисперсии и показано, что решающая статистика адаптивного энергетического обнаружителя подчиняется распределению Фишера–Снедекора. Работы [4, 5] явились обобщением результатов [1–3] на случай обнаружения радиосигналов на фоне полигауссовского шума.

В указанных работах обнаруживаемый радиосигнал полагался линейно поляризованным. Для обнаружения эллиптически поляризованных радиосигналов в [6] предложено использование энергетического приемника. Там же получены аналитические выражения для характеристик обнаружения детерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов на фоне аддитивного гауссовского эллиптически поляризованного шума. Однако интенсивность шума в [6] предполагалась известной величиной.

Цель настоящей работы – получение и анализ характеристик адаптивного энергетического обнаружения детерминированных и квазидетерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов на фоне аддитивного гауссовского шума с неизвестной интенсивностью.

Постановка задачи

Как и в [6], будем полагать, что на вход энергетического приемника эллиптически поляризованных сигналов поступает векторный сигнал

$$\vec{x}(t) = \vec{k}_1 x_1(t) + \vec{k}_2 x_2(t) \qquad (1)$$

с ортогональными компонентами $x_r(t) = \aleph s_r(t) + n_r(t)$, где $s_r(t)$ и $n_r(t)$ – ортогональные составляющие обнаруживаемого сигнала и шума соответственно; $\vec{k}_r$ – единичные орты координатных осей, $r = \overline{1,2}$. В случае реализации гипотезы H_1 о наличии эллиптически поляризованного сигнала на интервале обнаружения $[0, T]$ параметр $\aleph = 1$; в случае отсутствия обнаруживаемого сигнала – что соответствует гипотезе H_0 – параметр $\aleph = 0$.

 ISSN 1995-7009

Ортогональные компоненты обнаруживаемого сигнала

$$\vec{s}(t)=\left(s_1(t),s_2(t)\right)^T \qquad (2)$$

будем полагать узкополосными квазидетерминированными радиосигналами вида $s_r(t)=$ $=a_rU(t)\cos\left[2\pi f_0t+\phi(t)-\phi_r\right]$, $r=\overline{1,2}$. Здесь f_0 – несущая частота, $U(t)$ и $\phi(t)$ – априорно неизвестные законы амплитудной и фазовой модуляции; a_r и ϕ_r – случайные амплитуды и начальные фазы, причем a_1 и a_2 связаны соотношением [6]

$$a_2/a_1=(1+K)/(1-K), \qquad (3)$$

где K – коэффициент эллиптичности сигнала (2).

Аддитивный шум $\vec{n}(t)$ будем считать гауссовским эллиптически поляризованным векторным случайным процессом:

$$\vec{n}(t)=\left(n_1(t),n_1(t)\right)^T. \qquad (4)$$

Здесь каждая из ортогональных составляющих $n_r(t)$ ($r=\overline{1,2}$) является стационарным в широком смысле гауссовским случайным процессом с постоянной двусторонней спектральной плотностью мощности N_r в пределах полос пропускания Δf входных фильтров энергетического приемника эллиптически поляризованных радиосигналов [6]; $(\cdot)^T$ – символ транспонирования.

Статистическая связь ортогональных компонент $n_r(t)$ описывается корреляционной матрицей $\mathbf{\Phi}$:

$$\mathbf{\Phi}=\Delta f\begin{pmatrix} N_1 & \vartheta\sqrt{N_1N_2} \\ \vartheta\sqrt{N_1N_2} & N_2 \end{pmatrix}, \qquad (5)$$

где ϑ – коэффициент корреляции компонент шума $\vec{n}(t)$.

Адаптивное энергетическое обнаружение детерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов

Решающая статистика Ξ энергетического приемника эллиптически поляризованных детерминированных радиосигналов имеет вид [6]

$$\Xi=(N_{02})^{-1}\int_0^T\vec{x}^T(t)\vec{x}(t)dt,$$

где $N_{02}=N_1+N_2$ – двусторонняя спектральная плотность мощности шума (4). С использованием аппарата характеристических функций в [6] получено следующее выражение для одномерной плотности вероятности $W_\Xi\left(z\middle|H_\aleph\right)$ решающей статистики Ξ в случае реализации гипотезы $H_\aleph$:

$$W_\Xi\left(z\middle|H_\aleph\right)=$$

$$=\left[\aleph\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{f=1}^{\infty}\sum_{\varepsilon=1}^{4}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\Omega_\varepsilon^\tau\wp_{mf}W_{\chi^2}\left(z\middle|2\tau,\theta_\varepsilon/2\right)+\right.$$

$$+\wp_{00}\sum_{\varepsilon=3}^{4}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\beta_\varepsilon^\tau W_{\chi^2}\left(z\middle|2\tau,\theta_\varepsilon/2\right)+$$

$$+\aleph\,\wp_{01}\sum_{\varepsilon=2}^{4}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\Psi_\varepsilon^\tau W_{\chi^2}\left(z\middle|2\tau,\theta_\varepsilon/2\right)+$$

$$\left.+\aleph\,\wp_{10}\sum_{\substack{\varepsilon=1\\ \varepsilon\neq2}}^{4}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\Delta_\varepsilon^\tau W_{\chi^2}\left(z\middle|2\tau,\theta_\varepsilon/2\right)\right]. \qquad (6)$$

Здесь $W_{\chi^2}\left(z\middle|2a,2b\right)=\dfrac{z^{\frac{a}{2}-1}}{(2b)^{\frac{a}{2}}\,\Gamma\left(\frac{a}{2}\right)}\exp\left(-\dfrac{z}{2b}\right)$ – одномерная плотность вероятности обобщенного [4, 6] хи-квадрат распределения с числом степеней свободы a и дисперсиями гауссовских компонент b;

$$\wp_{mf}=(m!f!)^{-1}\exp(-q_1/2d_1)(q_1/2d_1)^m\times$$

$$\times\exp(-q_2/2d_2)(q_2/2d_2)^f, \qquad (7)$$

$$q_1=\mu_0(1+K)^2/2(1+K^2),$$

$$q_2=\mu_0(1-K)^2/2(1+K^2), \qquad (8)$$

$$d_1=(1+\vartheta)(1+K_N)^2/2(1+K_N^2),$$

$$d_2=(1-\vartheta)(1-K_N)^2/2(1+K_N^2), \qquad (9)$$

$$\mu_0=(N_{02})^{-1}\int_0^T\vec{s}^T(t)\vec{s}(t)dt=(N_{02})^{-1}\left(a_1^2+a_2^2\right)\times$$

$\times\int_0^T U^2(t)dt$ – отношение сигнал–шум; K_N – коэффициент эллиптичности шума. Коэффициенты M_ε, θ_ε, β_ε^τ, Ω_ε^τ, Ψ_ε^τ, Δ_ε^τ найдены в [6].

В настоящей работе величину N_{02} спектральной плотности мощности шума будем считать неизвестной. Для преодоления априорной неопределенности относительно N_{02} используем процедуру адаптации с учителем [3–5]. В предположении отсутствия принимаемого сигнала на интервале времени обучения $[-(V+1)/\Delta f,\ -1/\Delta f]$ длительностью η будем измерять дисперсию шума на выходе энергетического приемника в соответствии с правилом

$$\hat{D} = \frac{1}{V/\Delta f} \int\limits_{-(V+1)/\Delta f}^{-1/\Delta f} \vec{x}^T(t)\vec{x}(t)\,dt = 2\hat{N}_{02}\Delta f\,,$$

$$\hat{N}_{02} = \frac{1}{2V} \int\limits_{-(V+1)/\Delta f}^{-1/\Delta f} \vec{x}^T(t)\vec{x}(t)\,dt\,,$$

где $\hat{D}$ и $\hat{N}_{02}$ – оценки дисперсии и математической спектральной плотности мощности шума соответственно; $V = \eta\Delta f$ – база обучения.

Нетрудно показать [3–5], что решающая статистика $\hat{\Xi}$ энергетического приемника при использовании на интервале времени длительностью η процедуры адаптации примет вид

$$\hat{\Xi}\big|H_{\aleph} = \frac{\Xi\big|H_{\aleph}}{\Xi^*\big|H_0}\left(\frac{V+1}{n}\right) = \frac{\Xi\big|H_{\aleph}}{\Xi^*\big|H_0}\frac{\eta}{T}\,, \qquad (10)$$

где $\Xi^*\big|H_0$ – решающая статистика энергетического приемника в случае отсутствия обнаруживаемого детерминированного сигнала на интервале времени наблюдения длительностью η; $n = 2(B + 1)$; $B = T\Delta f$ – база обнаружения каждой из ортогональных компонент сигнала (2).

Согласно [5], плотность вероятности $W_{\hat{\Xi}}\left(z\big|H_{\aleph}\right)$ статистики (10) можно представить как

$$W_{\hat{\Xi}}\left(z\big|H_{\aleph}\right) = \frac{n}{V+1}W_1\left(z\frac{n}{V+1}\big|H_{\aleph}\right), \qquad (11)$$

где $W_1\left(z\big|H_{\aleph}\right) = \int\limits_0^{\infty} W_{\Xi}\left(zx\big|H_{\aleph}\right)W_{\Xi^*}\left(x\big|H_0\right)x\,dx$;

$W_{\Xi^*}\left(x\big|H_0\right)$ – плотность вероятности статистики $\Xi^*\big|H_0$.

Плотность вероятности $W_{\Xi^*}\left(x\big|H_0\right)$ в случае интервала наблюдения длительностью η имеет вид [6]

$$W_{\Xi^*}\left(x\big|H_0\right) = \sum_{r=1}^{2}\sum_{b=1}^{(V+1)/2} \xi_r^b W_{\chi^2}\left(z\big|2b, 2d_r\right), \quad (12)$$

где ξ_r^b – постоянные коэффициенты. Для вычисления плотности вероятности (11) рассмотрим интеграл

$$\Pi(z) = \frac{\tau}{b}\int\limits_0^{\infty} W_{\chi^2}\left(\frac{zx\tau}{b}\big|2\tau, \theta_{\varepsilon}\right)W_{\chi^2}\left(x\big|2b, 2d_r\right)x\,dx\,.$$

Можно показать, что

$$\Pi(z) = f\left(z; 2\tau, 2b, \theta_{\varepsilon}/2, d_r\right) = \frac{z^{(2\tau-2)/2}\left(2d_r\tau\right)^{2\tau/2}\left(2b\,\theta_{\varepsilon}/2\right)^{2b/2}}{\left(2b\,\theta_{\varepsilon}/2 + z2d_r\tau\right)^{(2\tau+2b)/2}B\left(2\tau/2, 2b/2\right)},$$

где $B(a,b)$ – бета-функция [7], $f\left(z; 2\tau, 2b, \beta, \gamma\right)$ – одномерная плотность вероятности обобщенного [5, 6] распределения Фишера–Снедекора с числами степеней свободы 2τ и $2b$, дисперсиями гауссовских компонент β и γ.

В [5] показано, что

$$\int\limits_h^{\infty} f\left(z; 2\tau, 2b, \theta_{\varepsilon}/2, d_r\right)dz = I_{\Theta(h,r,\varepsilon,\tau)}(b,\tau), \quad (13)$$

где $\Theta(h,r,\varepsilon,\tau) = \left[1 + \left(\frac{2\tau d_r}{b\theta_{\varepsilon}}\right)h\right]^{-1}$; $\mathrm{I}_v(a,b) = \frac{1}{B(a,b)}\int\limits_0^v t^{\frac{b}{2}-1}(1-t)^{\frac{a}{2}-1}dt$ – нормированная неполная бета-функция [7].

С учетом выражений (10)–(13) плотность вероятности $W_{\hat{\Xi}}\left(z\big|H_{\aleph}\right)$ решающей статистики (10) примет вид

$$W_{\hat{\Xi}}\left(z\big|H_{\aleph}\right) = \left[\aleph\sum_{m,f=1}^{\infty}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\varepsilon=1}^{4}\sum_{\tau=1}^{M_{\varepsilon}}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\Omega_{\varepsilon}^{\tau}\wp_{mf}f\left(z; 2\tau, 2b, \theta_{\varepsilon}/2, d_r\right) + \wp_{00}\sum_{\varepsilon=3}^{4}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\tau=1}^{M_{\varepsilon}}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\beta_{\varepsilon}^{\tau}f\left(z; 2\tau, 2b, \theta_{\varepsilon}/2, d_r\right) + \right.$$

$$+\aleph\,\wp_{01}\sum_{\varepsilon=2}^{4}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\Psi_\varepsilon^\tau f\left(z;2\tau,2b,\theta_\varepsilon/2,d_r\right)+\aleph\,\wp_{10}\sum_{\substack{\varepsilon=1\\ \varepsilon\neq 2}}^{4}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\Delta_\varepsilon^\tau f\left(z;2\tau,2b,\theta_\varepsilon/2,d_r\right)\Bigg]. \quad (14)$$

Таким образом, в случае приема детерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов на фоне гауссовского эллиптически поляризованного шума неизвестной интенсивности решающая статистика $\hat{\Xi}$ энергетического приемника эллиптически поляризованных сигналов подчиняется обобщенному полираспределению Фишера–Снедекора [5].

При отсутствии обнаруживаемого сигнала плотность вероятности (14) принимает следующий вид:

$$W_{\hat{\Xi}}\left(z\middle|H_0\right)=$$

$$=\sum_{\varepsilon=3}^{4}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\tau=1}^{n/2}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\beta_\varepsilon^\tau f\left(z;2\tau,2b,\theta_\varepsilon/2,d_r\right). \quad (15)$$

В случае линейно поляризованного шума ($K_N=1$, $\vartheta=0$) параметры $d_1=1$, $d_2=0$, и тогда

$$W_{\hat{\Xi}}\left(z\middle|H_0\right)=f\left(z;n,V+1,1,1\right),$$

что полностью совпадает с результатами [3].

Вероятность ложной тревоги $\hat{F}(h)$ и правильного адаптивного энергетического обнаружения $\hat{D}(h)$ запишем как

$$\hat{F}(h)=\sum_{\varepsilon=3}^{4}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\tau=1}^{n/2}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\beta_\varepsilon^\tau I_{\Theta(h,r,\varepsilon,\tau)}(b,\tau), \quad (16)$$

$$\hat{D}(h)=$$

$$=\Bigg[\sum_{m,f=1}^{\infty}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\varepsilon=1}^{4}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\Omega_\varepsilon^\tau\wp_{mf}I_{\Theta(h,r,\varepsilon,\tau)}(b,\tau)+$$

$$+\wp_{00}\sum_{\varepsilon=3}^{4}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\beta_\varepsilon^\tau I_{\Theta(h,r,\varepsilon,\tau)}(b,\tau)+$$

$$+\wp_{01}\sum_{\varepsilon=2}^{4}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\Psi_\varepsilon^\tau I_{\Theta(h,r,\varepsilon,\tau)}(b,\tau)+$$

$$+\wp_{10}\sum_{\substack{\varepsilon=1\\ \varepsilon\neq 2}}^{4}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\Delta_\varepsilon^\tau I_{\Theta(h,r,\varepsilon,\tau)}(b,\tau)\Bigg]. \quad (17)$$

При адаптивном энергетическом обнаружении линейно поляризованных радиосигналов на фоне гауссовского шума параметры $K=1$, $K_N=1$, $\vartheta=0$. Нетрудно показать [6], что в этом случае $d_1=1$, $d_2=0$, $q_1=\mu_0$, $q_2=0$, и коэффициенты разложения $\wp_{mf}$ переходят в используемые в [3, 5]: $\wp_{m0}=(m!)^{-1}\exp(-\mu_0/2)(\mu_0/2)^m$. Характеристики обнаружения

$$\hat{F}(h)=I_{x_0(h)}\left(\frac{n}{2},\frac{V+1}{2}\right),$$

$$\hat{D}(h)=\sum_{m=0}^{\infty}\wp_{\mathrm{m}0}I_{x_m(h)}\left(\frac{n}{2}+m,\frac{V+1}{2}\right),$$

$$x_m(h)=\left[\frac{n+2m}{V+1}h+1\right]^{-1}$$

совпадают с полученными в [3].

Таким образом, зависимость вероятности правильного адаптивного энергетического обнаружения детерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов от отношения сигнал–шум проявляется в зависимости от μ_0 коэффициентов разложения $\wp_{mf}$.

Адаптивное энергетическое обнаружение квазидетерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов

Начальные фазы ортогональных компонент принимаемого сигнала не влияют на распределение решающей статистики энергетического приемника эллиптически поляризованных сигналов и, как следствие, на характеристики обнаружения. Анализ энергетического обнаружения квазидетерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов сводится к рассмотрению случая обнаружения сигнала, федингующего по амплитуде. Учитывая линейную зависимость (3) между амплитудами ортогональных составляющих обнаруживаемого сигнала (2), введем параметры P, P_1, P_2 и P_3, удовлетворяющие следующим выражениям:

$$P^2 = \left(2N_{02}\right)^{-1}\int_0^T U^2\left(t\right)dt,$$

$$P_1^2 = \frac{1+K^2}{1+K_N^2}P^2,\ P_2^2 = \frac{1+K^2}{1+K_N^2}\left(\frac{1-K}{1+K}\right)^2 P^2,$$

$$P_3 = P_1^2/\left(2d_1\right) + P_2^2/\left(2d_2\right). \qquad (18)$$

Тогда, с учетом (8) и (9),

$$\Re_{mf} = \Gamma\left(m+f+1\right)\left(1+\mathrm{P}_3\right)^{-(m+f+1)}\times$$
$$\times\left(m!f!\right)^{-1}\left(P_1^2/2d_1\right)^m\left(P_2^2/2d_2\right)^f,$$

$$q_2 = a_2^2P_2^2,\ \mu_0 = 2a_2^2\frac{1+K^2}{\left(1+K\right)^2}P^2.$$

Коэффициенты (7) представим как

$$\wp_{mf} = \left(m!f!\right)^{-1}\left(P_1^2/2d_1\right)^m\left(P_2^2/2d_2\right)^f\times$$
$$\times\exp\left(-a_2^2P_3\right)a_2^{2(m+f)}. \qquad (19)$$

В случае обнаружения квазидетерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов на фоне гауссовского шума плотность вероятности $W_{\hat{\Xi}}\left(z\middle|H_1\right)$ решающей статистики $\hat{\Xi}$ адаптивного энергетического приемника детерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов будем считать условной плотностью вероятности относительно амплитуды a_2.

В результате усреднения правой части (14) по случайной амплитуде a_2 получим следующее выражение для плотности вероятности $\tilde{W}\left(z\middle|H_\aleph\right)$ решающей статистики адаптивного энергетического приемника эллиптически поляризованных квазидетерминированных радиосигналов:

$$\tilde{W}\left(z\middle|H_\aleph\right) =$$
$$= \left[\aleph\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{f=1}^{\infty}\sum_{\varepsilon=1}^{4}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\Omega_\varepsilon^\tau\Re_{mf}W_{\chi^2}\left(z\middle|2\tau,\theta_\varepsilon/2\right)+\right.$$
$$+\Re_{00}\sum_{\varepsilon=3}^{4}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\beta_\varepsilon^\tau W_{\chi^2}\left(z\middle|2\tau,\theta_\varepsilon/2\right)+$$
$$+\aleph\Re_{01}\sum_{\varepsilon=2}^{4}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\Psi_\varepsilon^\tau W_{\chi^2}\left(z\middle|2\tau,\theta_\varepsilon/2\right)+$$
$$\left.+\aleph\Re_{10}\sum_{\substack{\varepsilon=1\\ \varepsilon\neq 2}}^{4}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\Delta_\varepsilon^\tau W_{\chi^2}\left(z\middle|2\tau,\theta_\varepsilon/2\right)\right], \qquad (20)$$

где введены интегральные коэффициенты

$$\Re_{mf} = \int_{A\in\Im}\wp_{mf}\left(A\right)W\left(A\right)dA. \qquad (21)$$

Здесь $\Im$ – область возможных значений случайной амплитуды a_2, $W\left(\cdot\right)$ – ее одномерная плотность вероятности. Для коэффициентов $\Re_{mf}$, как и для $\wp_{mf}$, выполняется условие нормировки

$$\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{f=0}^{\infty}\Re_{mf} = \int_{A\in\Im}W\left(A\right)\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{f=0}^{\infty}\wp_{mf}\left(A\right)dA =$$
$$= \int_{A\in\Im}W\left(A\right)dA = 1. \qquad (22)$$

Сравнивая выражения (14) и (20), можно сделать вывод, что федингамплитуды проявляется лишь в изменении величин интегральных коэффициентов $\Re_{mf}$. Решающая статистика адаптивного энергетического приемника линейно поляризованных квазидетерминированных радиосигналов подчиняется обобщенному полираспределению Фишера–Снедекора. С учетом (17), вероятность $\tilde{D}(h)$ правильного адаптивного энергетического обнаружения представим в виде

$$\tilde{D}(h) =$$
$$= \left[\aleph\sum_{m,f=1}^{\infty}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\varepsilon=1}^{4}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\Omega_\varepsilon^\tau\Re_{mf}I_{\Theta(h,r,\varepsilon,\tau)}\left(b,\tau\right)+\right.$$
$$+\Re_{00}\sum_{\varepsilon=3}^{4}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\beta_\varepsilon^\tau I_{\Theta(h,r,\varepsilon,\tau)}\left(b,\tau\right)+$$
$$+\aleph\Re_{01}\sum_{\varepsilon=2}^{4}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\Psi_\varepsilon^\tau I_{\Theta(h,r,\varepsilon,\tau)}\left(b,\tau\right)+$$
$$\left.+\Re_{10}\sum_{\substack{\varepsilon=1\\ \varepsilon\neq 2}}^{4}\sum_{r=1}^{2}\sum_{\tau=1}^{M_\varepsilon}\sum_{b=1}^{(V+1)/2}\xi_r^b\Delta_\varepsilon^\tau I_{\Theta(h,r,\varepsilon,\tau)}\left(b,\tau\right)\right]. \qquad (23)$$

Рассмотрение различных законов распределения амплитуды радиосигнала

Получим аналитические выражения для коэффициентов (21) в случае различных законов [8] распределения амплитуды. Так, в случае рас-

пределения амплитуды a_2 по закону Накагами можно получить

$$\Re_{mf} = \frac{\Gamma(m+f+p)}{\Gamma(p)}\left(\frac{p}{p+P_3}\right)^p (p+P_3)^{-(m+f)} \times$$
$$\times (m!f!)^{-1}\left(P_1^2/2d_1\right)^m \left(P_2^2/2d_2\right)^f,$$

где p – параметр многолучевости, $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция [7]. При $p=0.5$ получаем выражение для интегральных коэффициентов в случае одностороннего нормального распределения амплитуды:

$$\Re_{mf} = \Gamma(m+f+0.5)\frac{(0.5+P_3)^{-(m+f)}}{\sqrt{\pi(1+2P_3)}} \times$$
$$\times (m!f!)^{-1}\left(P_1^2/2d_1\right)^m \left(P_2^2/2d_2\right)^f.$$

В случае распределения Райса коэффициенты (21) представим как

$$\Re_{mf} = \frac{P_3}{\omega^2}\exp\left(-\lambda^2/2\right)\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(\lambda/2\omega)^{2k}}{k!} \times$$
$$\times \frac{\Gamma(m+f+k+1)}{\Gamma(k+1)}(m!f!)^{-1}\left(P_1^2/2d_1\right)^m \times$$
$$\times \left(P_2^2/2d_2\right)^f \left(P_3+1/2\omega^2\right)^{-(m+f+k+1)},$$

где λ и ω – параметры распределения Райса. При $a=0$ последнее выражение соответствует коэффициентам (21) в случае распределения Релея, и тогда

$$\Re_{mf} = \Gamma(m+f+1)(1+P_3)^{-(m+f+1)} \times$$
$$\times (m!f!)^{-1}\left(P_1^2/2d_1\right)^m \left(P_2^2/2d_2\right)^f.$$

Можно показать, что интегральные коэффициенты $\Re_{mf}$ в случае распределения Вейбулла имеют вид

$$\Re_{mf} = (m!f!)^{-1}\left(P_1^2/2d_1\right)^m \left(P_2^2/2d_2\right)^f \times$$
$$\times \sum_{l=0}^{\infty}\frac{(-1)^l}{l!c^{\frac{2(l+m+f)}{\delta}}}P_3^l \Gamma\left[1+\frac{2(l+m+f)}{\delta}\right],$$

где δ и c – параметры распределения.

При логарифмически нормальном законе распределения амплитуды a_2 коэффициенты (21) представим как

$$\Re_{mf} = \frac{2^{(m+f)/2}\left(P_1^2/2d_1\right)^m \left(P_2^2/2d_2\right)^f P_3^{(m+f)/2}}{(m!f!)\exp\left\{-2(m+f)\left[\rho+(m+f)\sigma^2\right]\right\}} \times$$
$$\times \sum_{l=0}^{\infty}\frac{(-1)^l}{l!}P_3^l \exp\left\{2l\left[\rho+2(m+f)\sigma^2\right]+2\sigma^2 l^2\right\},$$

где ρ и σ^2 – параметры логарифмически нормального закона [8].

Нетрудно проверить, что для каждого из указанных законов распределения выполняется условие полноты (22). При подстановке в (21) значений $K=K_N=1$ и $\vartheta=0$ справедливо равенство $\Re_{m0}=\wp_m$. Таким образом, выражение (21) является обобщением используемых в [3, 5] выражений для коэффициентов $\wp_m$ на случай энергетического обнаружения квазидетерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов.

Введем коэффициенты $\Sigma_{mf} = \Re_{m+1,f+1}/\Re_{mf}$, характеризующие степень убывания по величине интегральных коэффициентов $\Re_{mf}$ с ростом их порядковых номеров. На рис. 1 представлена зависимость параметров Σ_{mf} от величины P^2 при $\vartheta=0$ и $K=K_N=0.5$ в случае распределения амплитуды по закону Релея. Кривые 1–4 соответствуют коэффициентам Σ_{00}, Σ_{11}, Σ_{22} и Σ_{33}.

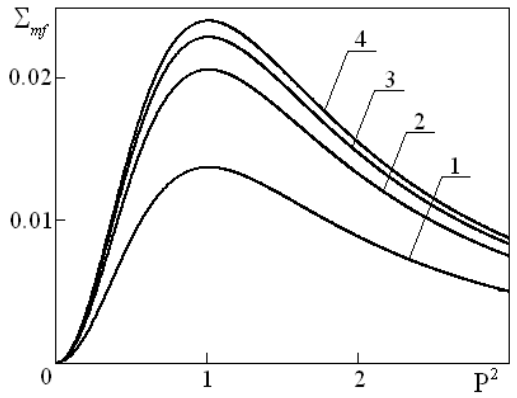


Рис. 1. Зависимость параметров Σ_{mf} от величины P^2 при $\vartheta=0$ и $K=K_N=0.5$ в случае распределения амплитуды по закону Релея

Согласно представленным зависимостям, коэффициенты (21) удовлетворяют неравенству $\Re_{m+1,f+1} < \Re_{m,f}$ и асимптотически стремятся к нулю с ростом величины параметра P^2.

На рис. 2 представлена зависимость интегрального коэффициента $\Re_{00}$ от абсолютного значения коэффициента корреляции ϑ при $K = K_N$ и $P^2 = 1$ в случае распределения случайной амплитуды по закону Релея. Кривые 1–4 соответствуют значениям $K = K_N = 0$; 0.2; 0.5 и 0.9. Анализ представленных кривых позволяет сделать вывод, что с ростом по величине коэффициентов эллиптичности $K = K_N$ сигнала и шума коэффициент $\Re_{00}$ увеличивается, а его максимум смещается вправо вдоль оси ϑ. Следовательно, для обеспечения заданных значений характеристик обнаружения (17) и (23), с увеличением коэффициентов эллиптичности сигнала и шума необходимое значение коэффициента корреляции ϑ растет.

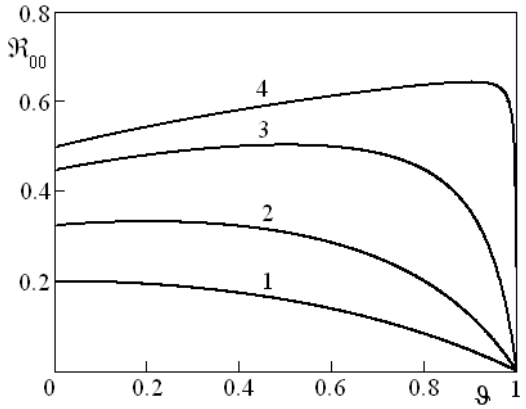


Рис. 2. Зависимость коэффициента $\Re_{00}$ от абсолютного значения коэффициента корреляции ϑ для различных значений коэффициентов эллиптичности сигнала

На рис. 3 представлена зависимость интегрального коэффициента $\Re_{00}$ от величины коэффициентов эллиптичности $K = K_N$ сигнала и шума для различных значений параметра P^2 при $\vartheta = 0.5$ в случае распределения амплитуды по закону Релея. Кривые 1–3 соответствуют значениям $P^2 = 1$; 2; 3. Согласно представленным кривым, коэффициент $\Re_{00}$ растет как с увеличением параметра P^2, так и с ростом коэффициентов эллиптичности K и K_N сигнала и шума.

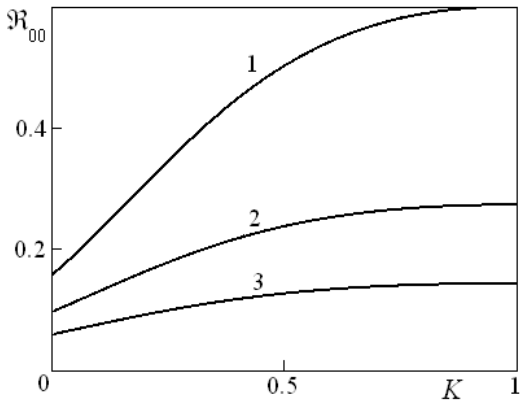


Рис. 3. Зависимость коэффициента $\Re_{00}$ от величин коэффициентов эллиптичности $K = K_N$ сигнала и шума при $\vartheta = 0.5$ в случае распределения амплитуды по закону Релея

Выводы

Таким образом, решающая статистика адаптивного энергетического приемника квазидетерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов подчиняется бесконечномерному полираспределению Фишера–Снедекора. Федингамплитуды сигнала проявляется в изменении величин интегральных коэффициентов $\Re_{mf}$. Последние убывают с уменьшением коэффициентов эллиптичности K и K_N сигнала и шума. С ростом величины параметра P^2 интегральные коэффициенты асимптотически стремятся к нулю.

Значение коэффициента корреляции ϑ, необходимое для обеспечения определённых характеристик энергетического обнаружения квазидетерминированных эллиптически поляризованных радиосигналов, растет с увеличением коэффициентов эллиптичности K и K_N сигнала и шума.

Литература

1. *Kostylev V.I.* Energy detection of a signal with random amplitude / V.I. Kostylev // Proc. IEEE Int. Conf. Communication: ICC'02. 28 Apr. – 2 May 2002 ; IEEE. – N.Y., 2002. – V. 3. – Pp. 1606–1610.

2. *Костылев В.И.* Характеристики энергетического обнаружения квазидетерминированных радиосигналов с нерелеевским распределением флуктуаций амплитуды / В.И. Костылев // Изв. вузов. Радиофизика. – 2002. – Т. 45, № 5. – С. 450–457.

3. *Трифонов А.П.* Энергетическое обнаружение узкополосных радиосигналов на фоне шума неизвестной интенсивности / А.П. Трифонов, В.И. Костылев // Изв. вузов. Радиофизика. – 2002. – Т. 45, № 6. – С. 538–547.

4. *Костылев В.И.* Энергетическое обнаружение радиосигналов на фоне негауссовского шума неизвестной интенсивности / В.И. Костылев, М.П. Сличенко // Изв. вузов. Радиофизика. – 2009. – Т. 52, № 11. – С. 910–920.

5. *Костылев В.И.* Адаптивное энергетическое обнаружение квазидетерминированных радиосигналов на фоне негауссовского шума / В.И. Костылев, М.П. Сличенко // Радиотехника и электроника. – 2011. – Т. 56, № 6. – С. 698–704.

6. *Костылев В.И.* Энергетическое обнаружение частично поляризованных сигналов на фоне гауссовского шума / В.И. Костылев, М.П. Сличенко // Труды 16 Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь», 14–16 апреля 2010 г. ; НПФ «САКВОЕЕ». – Воронеж 2010. – Т. 1. – С. 327–338.

7. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами // Под ред. М. Абрамовица, И.М. Стиган. – М.: Наука, 1979. – 832 с.

8. *Шляхин В.М.* Вероятностные модели нерелеевских флуктуаций радиолокационных сигналов / В.М. Шляхин // Радиотехника и электроника. – 1987. – Т. 32, № 9. – С. 1793–1817.

Статья поступила в редакцию 29 ноября 2013 года

УДК 621.391

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КОГЕРЕНТНОЙ СХЕМЫ ВЫДЕЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Ю.Н. Максюта, начальник отдела, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: maksyuta@sozvezdie.su

Проводится оценка влияния точности установки фазы опорного сигнала на вероятность ошибки при когерентном выделении информации с учетом статистики распределения фазы опорного сигнала на выходе устройства восстановления опорной несущей.

Ключевые слова: *когерентное выделение информации, восстановление опорной несущей, устройство фазовой автоподстройки* (*ФАП*).

INTERFERENCE RESISTANCE ESTIMATE FOR COHERENT INFORMATION RECOVERY SYSTEM

Yu.N. Maksyuta, head of department, JSC «Sozvezdie «Concern», e-mail: maksyuta@sozvezdie.su

The influence of carrier phase position accuracy on the error probability in coherent carrier recovery system taking into account the output carrier phase distribution statistics is estimated.

Keywords: *coherent information recovery, carrier frequency recovery, phase locked loop (PLL).*

При использовании в радиолинии шумоподобных сигналов (ШПС) требуется обеспечение взаимной синхронизации передающей и приемной аппаратуры. Для этого по отдельному каналу передается специальный синхросигнал, моменты передачи которого согласованы с моментами передачи информации в суммарном ШПС. Схема формирования предлагаемого ШПС в передающем устройстве представлена на рис. 1, где обозначено: ИД – информационные данные, ФВ – фазовращатель, ФМ – фазоманипулятор, ГПСП/С и ГПСП/И – генераторы псевдослучайных последовательностей (синхронизационный и информационный соответственно).

Как видно из рисунка, для формирования суммарного сигнала применяются два генератора *M*-последовательности – ГПСП/С и ГПСП/И [1]. Генератор ГПСП/С используется для формирования сигнала синхронизации, по которому на приемной стороне проводится обнаружение и синхронизация по времени. Генератор ГПСП/И используется для формирования сигнала передачи информации, из которого на приемной стороне проводится выделение информации. Как правило, для минимизации времени обнаружения и обеспечения высокой помехоустойчивости передачи информации длительность *M*-последовательности ГПСП/С выбирают существенно меньше, чем длительность *M*-последовательности ГПСП/И. Диаграмма формирования передаваемого суммарного сигнала представлена на рис. 2. Как видно из представленной диаграммы, синхронизационный и информационный сигналы сдвинуты относительно друг друга на 90°, и суммарный сформированный сигнал будет занимать положения, обозначенные пунктиром, в зависимости от соотношения фаз синхро- и информационных сигналов.

Схема приемного устройства, обеспечивающая прием предлагаемого ШПС [2], представлена на рис. 3.

При приеме рассматриваемого вида сигнала на вероятность ошибки выделяемой информации влияет как точность установки фазы опорного сигнала ($f = 90° + d$), так и вид устройства восстановления опорной несущей. Часто для восстановления опорной несущей используется устройство фазовой автоподстройки (ФАП), а для простоты схемной реализации восстановления опорной несущей применяется обычный фильтр.

В настоящей работе проводится оценка влияния точности установки фазы опорного сигнала на вероятность ошибки при когерентном выделении информации с учетом статистики распределения фазы опорного сигнала на выходе ФАП и фильтра.

Упрощенная схема для оценки вероятности ошибки при когерентном выделении информации представлена на рис. 4, где обозначено: ПФ – полосовой фильтр, РУ – решающее устройство.

 ISSN 1995-7009

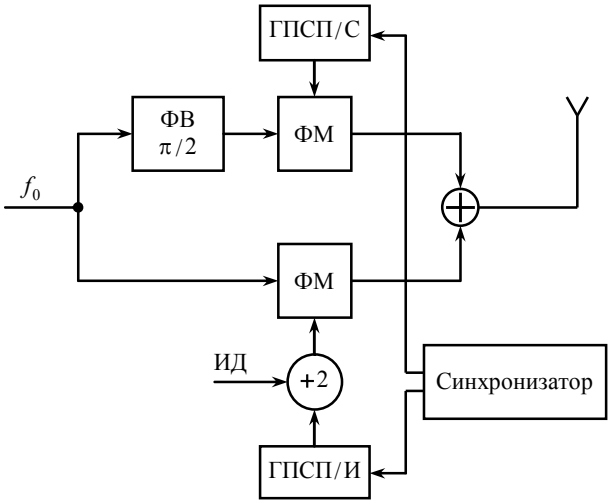


Рис. 1. Схема формирования ШПС

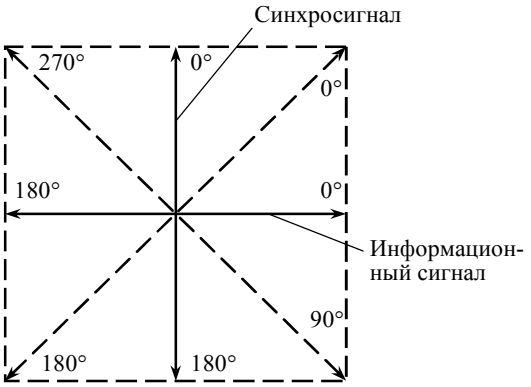


Рис. 2. Диаграмма формирования суммарного сигнала

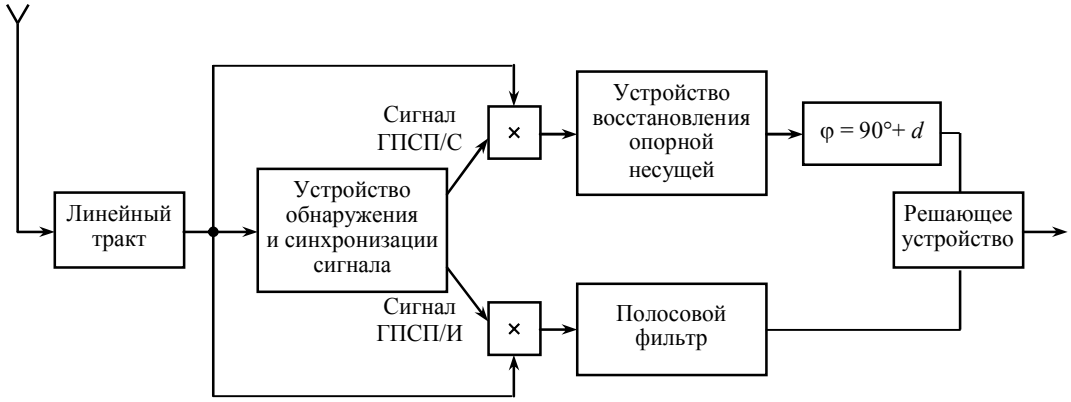


Рис. 3. Схема приема ШПС

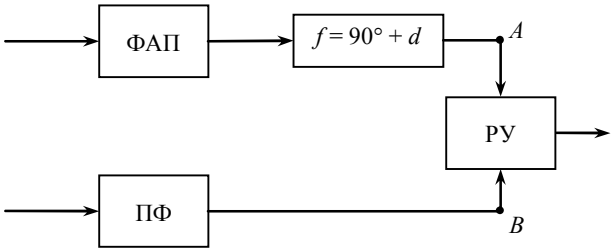


Рис. 4. Схема для оценки вероятности ошибки при когерентном выделении информации

При фазовой манипуляции принимаемый информационный сигнал в точке B, проходящий через стационарный канал связи, можно представить в следующем виде:

$$\text{при передаче «1»: } S_1(t) = A\cos\omega t + n(t),$$
$$\text{при передаче «0»: } S_2(t) = -A\cos\omega t + n(t), \quad (1)$$

где $n(t)$ – белый шум.

Опорный сигнал синхроканала в точке A можно представить в виде

$$S_0(t) = A\cos(\omega t + \psi), \quad (2)$$

где ψ – фаза опорного сигнала.

Вероятность ошибки при фазовой манипуляции с учетом (1) и (2) и в соответствии с [3] можно представить в виде

$$P_{\text{ош}}(\psi) = 1 - \Phi\left(h\sqrt{2}\cos\psi\right), \quad (3)$$

где $$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{z} e^{-\frac{1}{2}x^2}dx$$

– интеграл вероятности, $h^2 = \frac{E}{N_0}$ – отношение сигнал-шум.

Фаза опорного сигнала ψ содержит постоянную составляющую, обусловленную ошибкой установки фазы d, и случайную медленно изме-

няющуюся величину фазы θ с известной плотностью распределения $W(\theta)$ на интервале $(-\pi, \pi)$.

Таким образом, финальную вероятность ошибки с учетом составляющих начальной фазы можно представить [3] в виде

$$P_{\text{ош}_\text{ф}}(\theta) = 1 - \int_{-\pi}^{\pi} \Phi\left(h\sqrt{2}\cos(d+\theta)\right) W(\theta)\, d\theta. \quad (4)$$

Эта формула позволяет оценить влияние параметра постоянной ошибки d и соответствующего вида плотности распределения $W(\theta)$ на вероятность ошибки (в зависимости от выбора способа восстановления опорной несущей – с помощью ФАП или фильтра).

Плотность распределения при восстановлении опорной несущей с помощью ФАП в соответствии с [3] можно представить в виде

$$W_{\text{ФАП}}(\theta) = \frac{1}{2\pi I_0(D)} e^{D\cos\theta}, \quad (5)$$

где $I_0(D)$ – функция Бесселя нулевого порядка,

$$D = 2k_1 h^2, \quad (6)$$

k_1 – коэффициент, характеризующий фильтрующие свойства ФАП.

Финальная вероятность ошибки при восстановлении опорной несущей с помощью ФАП имеет вид

$$P_{\text{ош}_\text{ф}}^{\text{ФАП}}(\theta) = 1 - \frac{1}{2\pi I_0(D)} \times$$

$$\times \int_{-\pi}^{\pi} \Phi\left(h\sqrt{2}\cos(d+\theta)\right) e^{D\cos\theta} d\theta. \quad (7)$$

Вычисления проводились численно по формуле (7), которая упрощению не подлежит [4, 5]. На рис. 5 приведены графики зависимости вероятности ошибки при восстановлении опорной несущей с помощью ФАП от отношения сигнал-шум в дБ для различных значений d ($d = 0, \frac{\pi}{16}, \frac{\pi}{8}, \frac{\pi}{4}$).

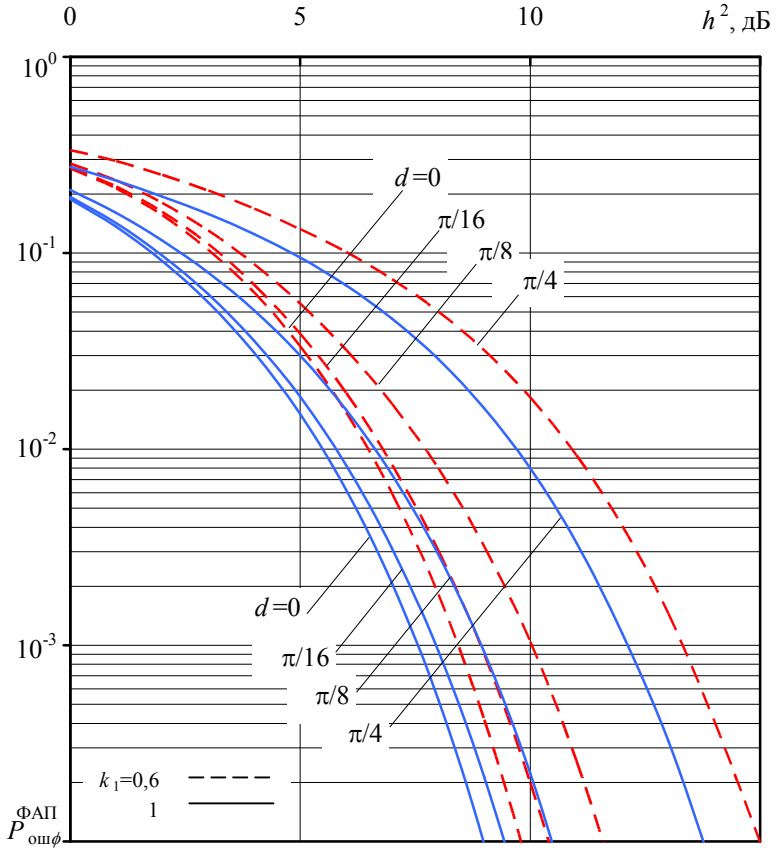


Рис. 5. График зависимости вероятности ошибки при восстановлении опорной несущей с помощью ФАП от отношения сигнал-шум при $k_1 = 0{,}6$ и 1

Плотность распределения при восстановлении опорной несущей с помощью фильтра в соответствии с [3] можно представить как

$$W_{\Phi}(\theta) =$$

$$= \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{1}{2}a^2} \left[1 + \sqrt{2\pi} a \cos\theta \Phi(a\cos\theta) e^{\frac{1}{2}a^2\cos^2\theta} \right], \quad (8)$$

где $a = \sqrt{2} k_2 h$, k_2 – коэффициент, зависящий от фильтрующих свойств фильтра.

Финальная вероятность ошибки при восстановлении опорной несущей с помощью фильтра имеет вид

$$P^{\Phi}_{\text{ош}_{\text{ф}}}(\theta) = 1 - \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{1}{2}a^2} \int_{-\pi}^{\pi} \Phi\left(h\sqrt{2}\cos(d+\theta)\right) \times$$

$$\times \left[1 + \sqrt{2\pi} a \cos\theta \Phi(a\cos\theta) e^{\frac{1}{2}a^2\cos^2\theta} \right] d\theta. \quad (9)$$

Вычисления проводились численно по формуле (9), которая упрощению не подлежит [4, 5]. На рис. 6 приведены графики зависимости вероятности ошибки при восстановлении опорной несущей с помощью фильтра от отношения сигнал-шум в дБ для различных значений d ($d = 0$, $\frac{\pi}{16}$, $\frac{\pi}{8}$, $\frac{\pi}{4}$).

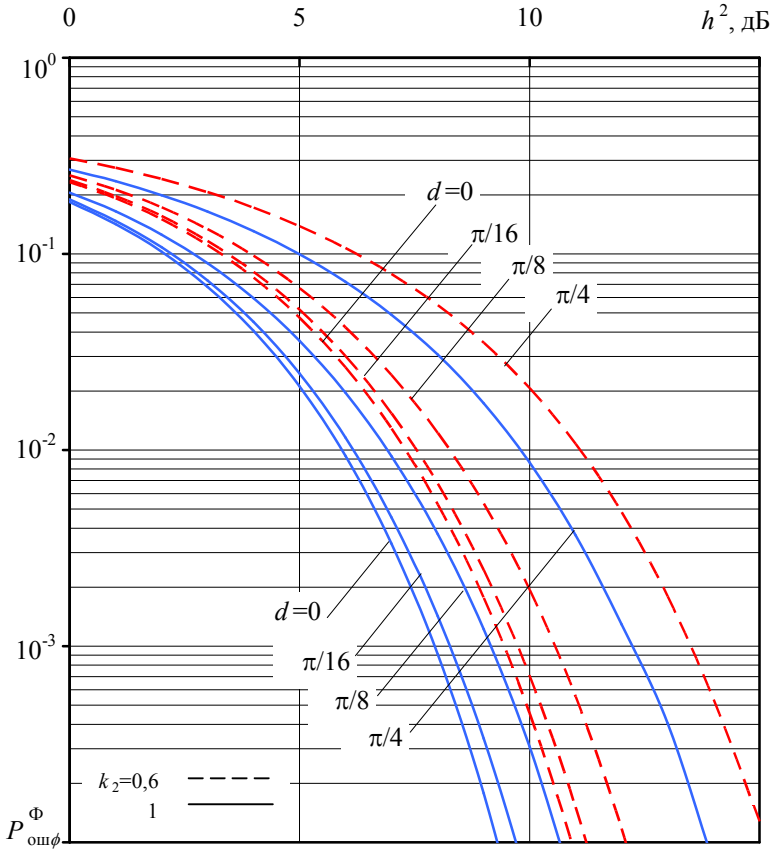


Рис. 6. График зависимости вероятности ошибки при восстановлении опорной несущей с помощью фильтра от отношения сигнал-шум при $k_2 = 0{,}6$ и 1

Из анализа результатов следует:

1. В случае отсутствия угловой ошибки восстановление опорной несущей с помощью ФАП по сравнению с восстановлением опорной несущей с помощью фильтра при вероятности ошибки 10^{-2} и 10^{-3} дает выигрыш в отношении сигнал-шум 0,5 дБ и 0,6 дБ соответственно.

2. При обоих способах восстановления опорной несущей влияние угловой ошибки на потери в отношении сигнал-шум имеет одинаковый характер:

– угловая ошибка $d < \frac{\pi}{16}$ не приводит к существенным потерям в отношении сигнал-шум

по сравнению с оптимальным когерентным приемом;

– при $d < \frac{\pi}{8}$ потери по сравнению с оптимальным приемом составляют примерно 1 дБ;

– при $d = \frac{\pi}{4}$ потери становятся значительными.

Литература

1. Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательности / В.И. Борисов [и др.] ; под. ред. В.И. Борисова. – М.: РадиоСофт, 2011. – 550 с.

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

3. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – М. : Сов. радио, 1966. – 680 с.

4. *Градштейн И.С.* Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И.С. Градштейн, И.М. Рыжик. – М.: Наука, 1971. – 1108 с.

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

Статья поступила в редакцию 13 февраля 2014 года

УДК 623.618:004.82

МЕТОД ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ОЦЕНКИ МЕСТНОСТИ В ИНТЕРЕСАХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЙОНОВ ДЛЯ ПЕРЕДВИЖЕНИЯ И РАЗМЕЩЕНИЯ СПЕЦИАЛЬНОЙ ТЕХНИКИ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А.А. Ерыгин, к.т.н., нач. сектора, e-mail: erygin@sozvezdie.su
С.А. Житенёв, вед. инж., e-mail: szhitenev@yandex.ru
В.Н. Коротун, нач. отдела, e-mail: vladimirkorotun@yandex.ru
С.Н. Меркулов, к.т.н., с.н.с., в.н.с, e-mail: Msn.serg@mail.ru
М.С. Подласкин, нач. сектора, e-mail: mcmax@mail.ru
В.В. Фомин, к.т.н., доцент, нач. сектора, тел. 8-980-244-89-40
ОАО «Концерн «Созвездие»

Предложен метод интеллектуальной обработки данных оценки местности в интересах определения районов, доступных для передвижения и размещения специальной техники различного назначения, вне дорог, в условиях отсутствия дорожной сети с использованием электронной карты местности. Определение этих районов основано на оценке полезности свойств местности по характеру и особенностям рельефа, растительного, почвенно-грунтового покровов, гидрографии и обработке их методами теории нечетких множеств.

Ключевые слова: *специальная техника, проходимость местности, картографическая информация, свойства местности, электронная карта местности, функции полезности, нечеткие множества.*

METHOD OF TERRAIN EVALUATION DATA INTELLIGENT TREATMENT IN THE INTEREST OF AREA DETECTION FOR SPECIAL EQUIPMENT WITH DIFFERENT PURPOSES MOVEMENT AND PLACEMENT

Method of terrain evaluation data intelligent treatment for benefit of area (which are available for special equipment movement and placemen, off roads, in conditions of road network absence) detection with the use of electronic map is proposed. Detection of these areas is based on terrain characteristics utility evaluation on relief nature and features, vegetation, ground features, hydrography and their processing, using methods of fuzzy set theory.

Keywords: *special equipment, passability, mapping information, terrain characteristics, electronic map, utility functions, fuzzy set.*

A.A. Erygin, Ph.D.(Eng.), head of sector, e-mail: erygin@sozvezdie.su
S.A. Zhitenev, leading engineer, e-mail: szhitenev@yandex.ru
V.N. Korotun, head of the bureau, e-mail: vladimirkorotun@yandex.ru
S.N. Merkulov, Ph.D.(Eng.), associate professor, leading researcher, e-mail: Msn.serg@mail.ru
M.S. Podlaskin, head of sector, e-mail: mcmax@mail.ru
V.V. Fomin, Ph.D.(Eng.), associate professor, head of sector, tel. 8-980-244-89-40
JSC «Sozvezdie» Concern»

Оценка местности является важнейшим элементом анализа боевой обстановки. Она проводится в целях выявления данных о местности, оказывающих существенное влияние на расположение и действия противоборствующих сил, подготовку и ведение боя, передвижение и размещение специальной техники различного назначения (УКШМ, КШМ, комплексов и средств связи и др.), а также ее боевое применение в соответствии с принятыми решениями.

Одним из важных элементов оценки местности является анализ проходимости. Проходимость местности – это свойство местности, способствующее передвижению войск или затрудняющее его [1]. Она определяется, прежде всего, наличием дорог с твердым покрытием. Развитая сеть рокадных и фронтальных дорог позволяет делать предположение о массовом применении в данном районе танковых и механизированных частей. В лесисто-болотистой, горной или пустынной местности дороги с твердым покрытием приобретают значение важнейших направлений, вдоль которых сосредотачиваются основные усилия войск как в наступлении, так и в обороне. В этих случаях анализ проходимости местности не вызывает затруднений.

Наибольшие трудности вызывает определение районов местности, доступных для передвижения и размещения колесной и гусеничной техники различного назначения, вне дорог, так как в бою войска передвигаются и располагаются там, где это необходимо по условиям боевой обстановки и где это позволяют условия местности. Поэтому определение возможности передвижения колесной и гусеничной техники в условиях отсутствия дорожной сети имеет особо важное значение.

На проходимость местности вне дорог большое влияние оказывают характер рельефа местности, растительный и почвенно-грунтовый покров, наличие естественных и искусственных препятствий, среди которых основное значение имеет гидрография района боевых действий (наличие рек, озер, водохранилищ и др.) [1]. При оценке проходимости местности всегда учитываются тактико-технические характеристики боевой и другой техники, время года и погодные условия. Далее в качестве допущения рассматривается только летнее время года.

В настоящее время имеется целый ряд методик, полученных эвристически, формализующих знания и опыт оценки местности и определения районов с наилучшей проходимостью [1–5]. Как правило, они основаны на визуальном анализе топографических карт местности и представлены различного вида правилами, таблицами, схемами и т.д. При оценке района местности возникает необходимость обработки значительных объемов данных, характеризующих различные свойства местности и др. Их анализ и обработка соответствующими должностными лицами (ДЛ) вызывают большие трудности и занимают значительное время даже в случае применения средств автоматизации, использующих возможности электронных карт местности (ЭКМ) по отображению картографической информации, слоев картографии местности.

Существующие и разрабатываемые информационные и информационно-расчетные задачи АСУ военного назначения не в полной мере обеспечивают управленческую деятельность ДЛ для принятия обоснованных решений в сжатые сроки, так как в их основе заложены традиционные методы математического моделирования. Однако при оценке проходимости местности в процессе анализа обстановки в ходе подготовки и ведения боевых действий возникают задачи, решение которых носит творческий, интуитивно-логический характер в связи с их низкой формализованностью, необходимостью учета многочисленных количественных и качественных факторов.

Анализ известной литературы [6, 7] показывает, что решение этих задач в автоматизированном режиме может быть обеспечено применением активно развивающейся в настоящее время технологии интеллектуального анализа и обобщения данных (ИАД) Data Mining и используемыми в ней методами искусственного интеллекта, в частности теории полезности и нечетких множеств [8–11].

Применение технологии ИАД в условиях автоматизации процессов управления обеспечит в реальном масштабе времени прагматическое обобщение поступающих значимых данных, агрегирование разрозненных, разнородных данных для выявления (уточнения) и анализа информации о противнике, о своих войсках, об условиях ведения боевых действий в интересах обеспечения своевременного принятия (уточнения) решений при подготовке боя и в ходе его ведения. Интеллектуальная обработка потоков данных позволит снизить продолжительность анализа (уточнения) обстановки, повысить ситуационную осведомленность ДЛ всех уровней, а также обеспечит снижение требований к системе связи и передачи данных за счет снижения объемов передаваемой информации.

Таким образом, для интеллектуальной обработки данных оценки местности в интересах определения районов, доступных для передвижения и размещения специальной техники различного назначения, предлагается метод, разработанный на основе теории полезности и нечетких множеств [8–11] с использованием слоев картографии ЭКМ, характеризующих различные свойства местности. Он опирается на построение и обработку функций полезности (ФП) соответствующих свойств местности (слоев картографии ЭКМ) по характеру рельефа, гидрографии, лесного и почвенно-грунтового покровов для определения проходимости на ее элементах (участках). Правила выводов заключаются в определении значений ФП района местности по условиям проходимости на основе проведения операций пересечения (конъюнкции) функций полезности элементов (участков) местности.

Построение ФП (в литературе употребляется также термин «функции принадлежности нечетких множеств» [9–11]) является одним из важнейших этапов разработки прикладных интеллектуальных систем [10]. Он основан на приобретении (извлечении) знаний из доступных источников (положений уставных документов, результатов военно-научных исследований), от экспертов в данной предметной области, из имеющегося боевого опыта и т.д. В настоящей статье для построения ФП соответствующих

свойств местности среди известных методов извлечения знаний выбран текстологический метод [12], основанный на анализе известных учебных пособий, справочников, монографий и др. [1–5].

В соответствии с этими источниками проходимость местности по характеру рельефа определяется следующими характеристиками: абсолютными высотами, превышениями, крутизной скатов (табл. 1).

Таблица 1

Проходимость местности по характеру рельефа

Проходимость местности	Абсолютные высоты, м	Превышения, м	Крутизна скатов, градус
Легкопроходимая	До 500	До 200	До 5
Проходимая	500–1000	200–500	6–10
Труднопроходимая	1000–1500	500–750	11–15
Ограниченно проходимая	1500–2000	750–1000	16–25
Непроходимая	Свыше 2000	Свыше 1000	Свыше 25

Превышения и абсолютные высоты определяются в соответствии с картой района боевых действий. Крутизны скатов определяются по элементам (участкам) местности на основе анализа относительного расположения горизонталей рельефа по следующей формуле [1]:

$$k = \operatorname{arctg}\left(h / a\right).$$

Здесь k – крутизна скатов, град.; h – высота сечения рельефа, м (на карте определяется как разность высот двух смежных горизонталей и в пределах листа карты, как правило, является постоянной); a – заложение горизонталей, м (расстояние на карте между двумя смежными по скату горизонталями).

Под проходимостью местности по характеру растительного покрова в основном подразумевается проходимость лесного покрова (табл. 2), определяемая средней толщиной деревьев и средним расстоянием между ними, отображаемыми на карте [2–3].

Таблица 2

Проходимость леса

Проходимость леса (толщина деревьев более 0,2 м)	Среднее расстояние между деревьями, м
Гусеничная и колесная техника проходит относительно свободно	Более 8
Гусеничная техника проходит с трудом, колесная техника проходит относительно свободно с частичной валкой леса	6–8
Гусеничная техника проходит только при массовой валке леса, колесная техника не проходит	Менее 6

При оценке почвенно-грунтового покрова по карте определяют преобладающие виды грунтов, причем проходимость местности по условиям грунтов существенным образом зависит от их влажности (табл. 3) [2–3].

Таблица 3

Проходимость местности по условиям грунтов

Вид грунта	Условия проходимости	
	Сухой грунт	Влажный грунт
Каменистый	Ограниченно проходим или непроходим	
Песчаный	Труднопроходим	Проходим
Супесчаный	Проходим	Легкопроходим
Суглинистый	Легкопроходим	Ограниченно проходим
Глинистый	Проходим	Труднопроходим
Торфяной	Проходим	Непроходим
Лессовый	Легкопроходим	Труднопроходим
Солончаковый	Проходим	Непроходим

В соответствии с предлагаемым методом для каждого свойства местности строится своя ФП, имеющая область значений на отрезке [0; 1]. Наилучшим условиям проходимости по характеру свойств местности соответствуют ФП, равные единице (местность легкопроходима), наихудшим – равные нулю (местность непроходима). Для проходимой местности ФП принимает значения на полуинтервале [0,75; 1), труднопроходимой – [0,5; 0,75), ограниченно проходимой – (0; 0,5).

Формализованное представление ФП в зависимости от параметров, определяющих свойства местности, основано на кусочно-линейной аппроксимации зависимостей, приведенных в табл. 1–3. Функции полезности свойств местности описываются следующими математическими выражениями:

– функция полезности рельефа местности с позиций абсолютных высот:

$$P_{\text{в}}(x,y)=\begin{cases}1 \text{ при } a(x,y)\le 500;\\ 0,25\cdot\left(4-\left(a(x,y)-500\right)/500\right)\\ \quad \text{при } 500<a(x,y)\le 1000;\\ 0,25\cdot\left(3-\left(a(x,y)-1000\right)/500\right)\\ \quad \text{при } 1000<a(x,y)\le 1500;\\ 0,5\cdot\left(1-\left(a(x,y)-1500\right)/500\right)\\ \quad \text{при } 1500<a(x,y)<2000;\\ 0 \text{ при } a(x,y)\ge 2000,\end{cases}$$

где $a(x, y)$ – значение абсолютной высоты;

x, y – координаты элементов (участков) местности, $(x, y) \in \Pi_{\text{БД}}$;

$\Pi_{\text{БД}}$ – множество координат оцениваемого района местности;

– функция полезности рельефа местности с позиций превышений (относительных высот):

$$P_s(x,y)=\begin{cases}1 \text{ при } s(x,y)\le 200;\\ 0,25\cdot\left(4-\left(s(x,y)-200\right)/300\right)\\ \quad \text{при } 200<s(x,y)\le 500;\\ 0,25\cdot\left(3-\left(s(x,y)-500\right)/250\right)\\ \quad \text{при } 500<s(x,y)\le 750;\\ 0,5\cdot\left(1-\left(s(x,y)-750\right)/250\right)\\ \quad \text{при } 750<s(x,y)<1000;\\ 0 \text{ при } s(x,y)\ge 1000,\end{cases}$$

где $s(x, y)$ – значение превышения;

– функция полезности рельефа местности с позиций крутизны скатов:

$$P_c(x,y)=\begin{cases}1 \text{ при } k(x,y)\le 5;\\ 1-\left(k(x,y)-5\right)/20\\ \quad \text{при } 5<k(x,y)<25;\\ 0 \text{ при } k(x,y)\ge 25,\end{cases}$$

где $k(x, y)$ – крутизна скатов;

– функция полезности лесного покрова:

$$L(x,y)=$$

$$=\begin{cases}0 \text{ при } p(x,y)\le(6-d(x,y));\\ (p(x,y)-6+d(x,y))/2\\ \quad \text{при } (6-d(x,y))<p(x,y)<(8-d(x,y));\\ 1 \text{ при } p(x,y)\ge(8-d(x,y)),\end{cases}$$

где $p(x, y)$ – расстояние между деревьями;

$d(x, y)$ – параметр, зависящий от толщины деревьев:

$$d(x,y)=\begin{cases}5000\cdot\left(t(x,y)-0,2\right)^4\\ \quad \text{при } 0\le t(x,y)<0,2;\\ 0 \text{ при } t(x,y)\ge 0,2,\end{cases}$$

где $t(x, y)$ – толщина деревьев;

– функция полезности гидрографии:

$$G\ (x,\ y)=\begin{cases}0 \text{ при наличии гидрографии}\\ \text{(рек, озер и др.);}\\ 1 \text{ – в противном случае;}\end{cases}$$

– функция полезности почвенно-грунтового покрова ($P_g(x, y)$) определяется в соответствии с рис. 1.

В качестве правила вывода используется выражение

$$D_p(x,y)=\min\left\{P_{в}(x,y),\ P_s(x,y),\ P_c(x,y),\right.$$
$$\left.L(x,\ y),\ P_g(x,y),\ G\ (x,\ y)\right\},$$

где $D_p(x, y)$ – ФП местности с позиции проходимости вне дорог.

Для учета в районе местности возможного наличия дорожного покрытия в качестве правила вывода используется выражение

$$D(x,y) = max\left\{D_p(x,y),\ W(x,y)\right\},$$

$$W(x,\ y) = \begin{cases} 1 \text{ при наличии дорог} \\ \text{с твердым покрытием;} \\ 0 - \text{в противном случае.} \end{cases}$$

де $D(x, y)$ – ФП местности с позиции проходимости в целом; $W(x, y)$ – ФП дорожного покрытия:

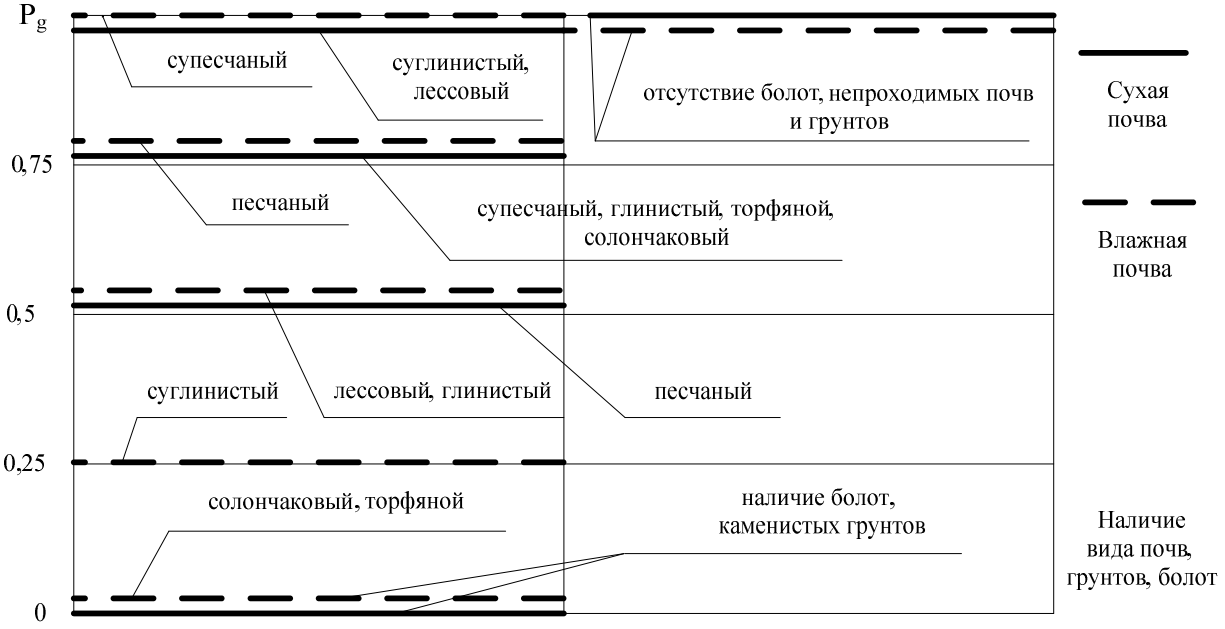


Рис. 1. Функция полезности почвенно-грунтового покрова

В интересах визуализации на ЭКМ элементов (участков) местности с наилучшей проходимостью применяется процедура дефазификации (преобразования нечеткого множества в четкое представление) [10] в соответствии с табл. 4. Как видно, участки местности с лучшей проходимостью, доступные для передвижения и размещения специальной техники различного назначения, будут обозначаться на ЭКМ штриховкой с более сильным затемнением.

Таблица 4

Значения обобщенной проходимости элемента (участка) местности в зависимости от значений ФП и их условные обозначения на ЭКМ

Значения проходимости местности	Значения функции полезности местности	Степень затемнения штриховки на ЭКМ	Условное обозначение на ЭКМ
Легкопроходимая	$D\ (x,\ y\ ) = 1$	Сильная	
Проходимая	$0,75 \le D\ (x,\ y\ ) < 1$	Средняя	
Труднопроходимая	$0,5 \le D\ (x,\ y) < 0,75$	Ниже средней	
Ограниченно проходимая, непроходимая	$0 \le D\ (x,\ y) < 0,5$	Отсутствует	

В соответствии с предлагаемым методом могут быть также учтены факторы наличия инженерных заграждений, завалов, других изменений на местности, характеризующих проходимость, а также данные о ядерных взрывах, радиационной, биологической и химической обстановках.

На рис. 2 приведена блок-схема алгоритма интеллектуальной обработки данных оценки местности. Входными данными для расчетов являются слои картографии ЭКМ, характеризующие различные свойства местности. Разбиение выбранного района местности на участки производится путем задания размера участка в зависимости от масштаба ЭКМ и общего времени оценки всего района. Для сокращения времени оценки для каждого участка местности последовательно рассматривается соответствующий слой ЭКМ, производится расчет ФП и осущест-

вляется проверка ФП свойств на равенство крайним значениям (0 или 1). В случае истинности этих равенств делается вывод о проходимости участка выбранного района местности в целом, остальные слои ЭКМ исключаются из рассмотрения.

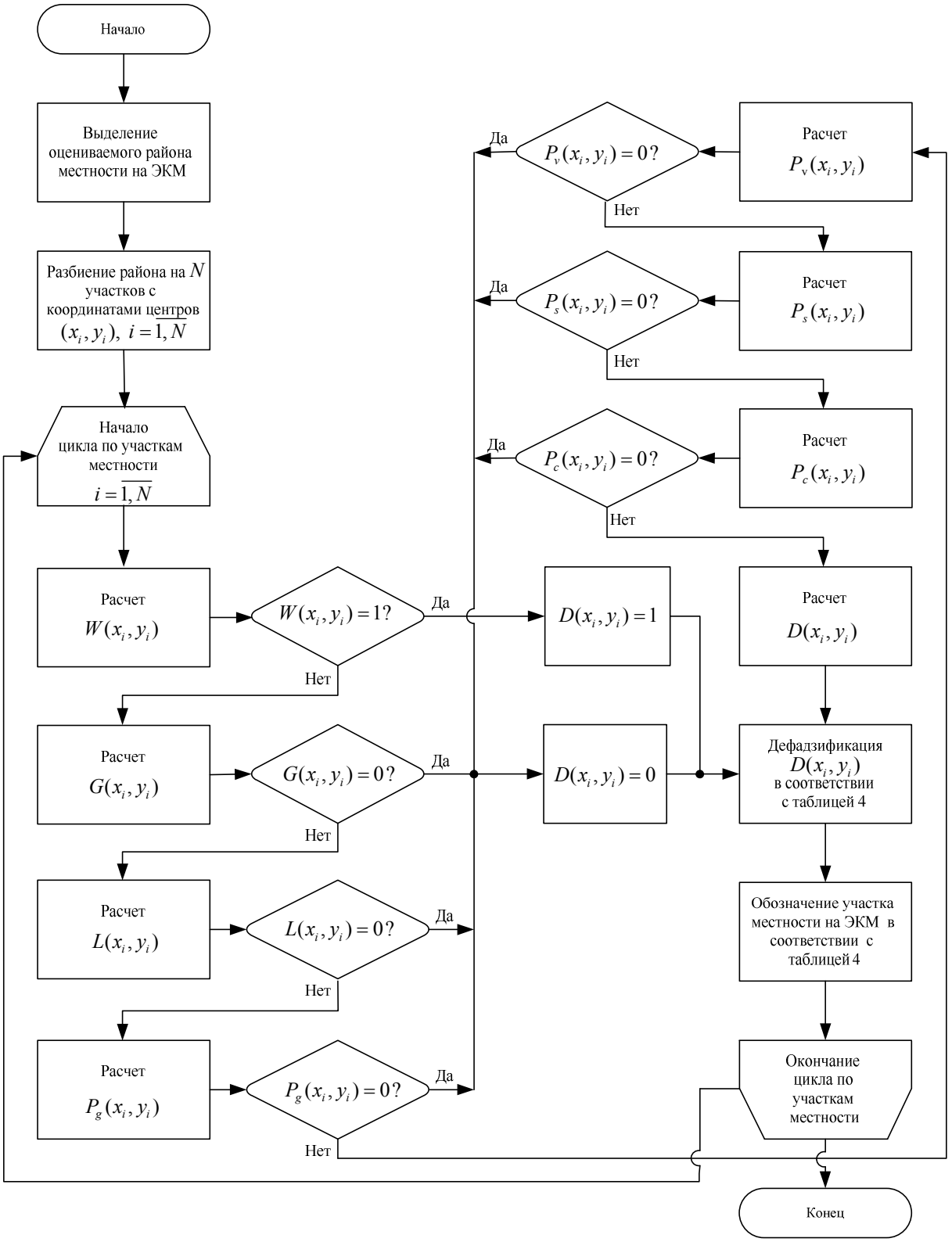


Рис. 2. Блок-схема алгоритма интеллектуальной обработки данных оценки местности

Алгоритм реализован на персональном компьютере на языке программирования С++, операционная система разработки – МС ВС.

В качестве иллюстрации работоспособности метода выбран район местности Владимирской области, представленный на рис. 3 на карте масштаба 1:100 000.

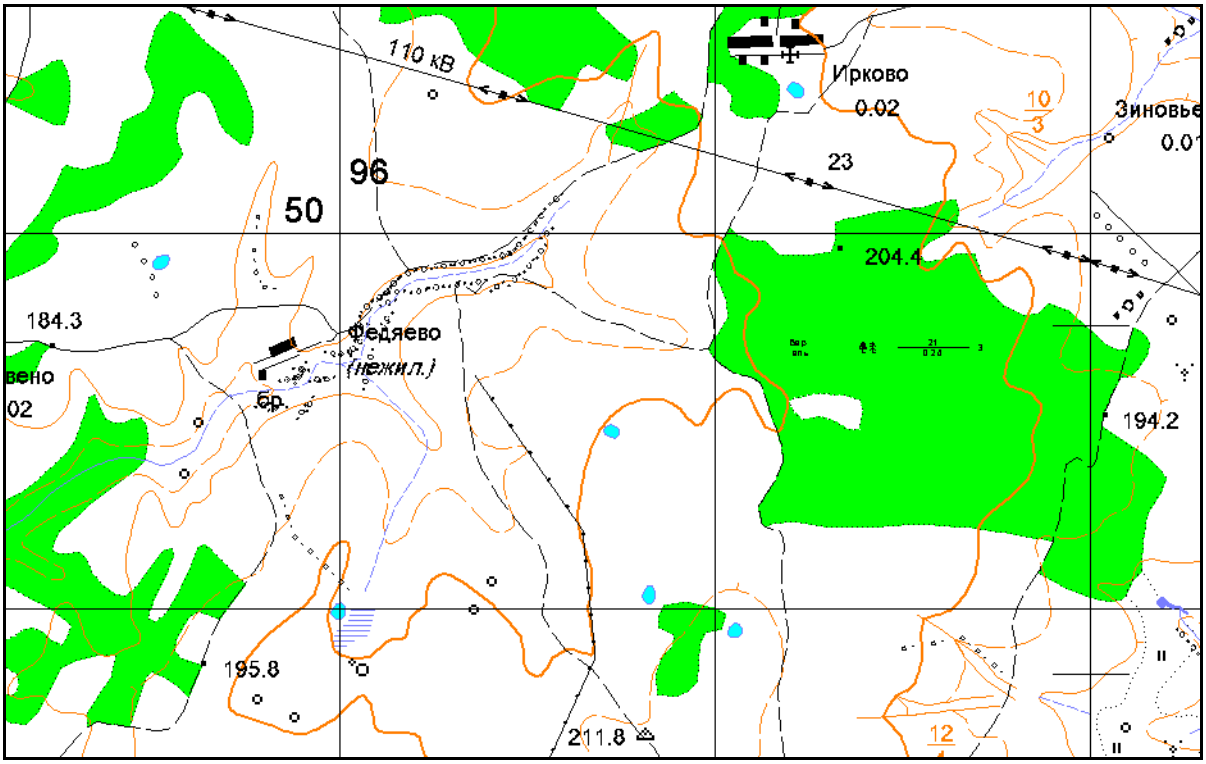


Рис. 3. Оцениваемый район местности (фрагмент)

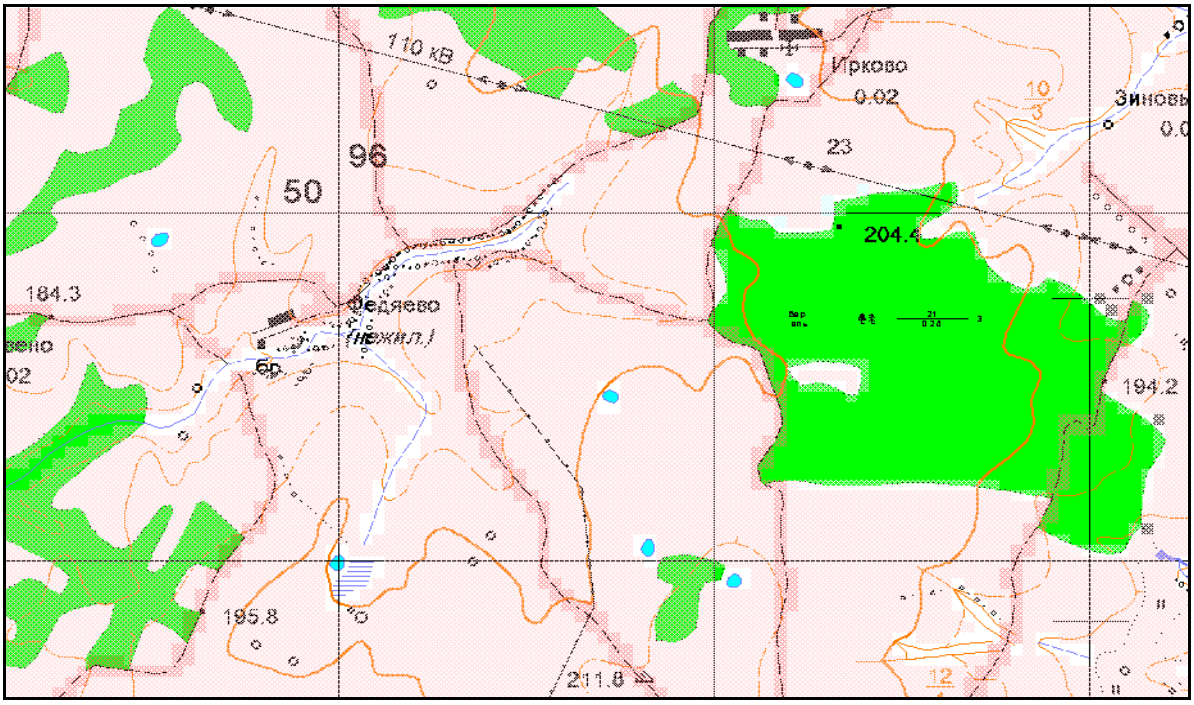


Рис. 4. Результаты оценки района местности

На основе визуального анализа топографической карты оцениваемого района установлено, что абсолютные высоты рельефа местности составляют от 184,3 до 211,8 м, высота сечения рельефа – 10 м, заложение горизонталей – от 100 до 720 м, крутизна скатов – от 0,8 до 5,5 градусов соответственно. В районе местности наблюдается несколько лесных массивов, в одном из них (см. правую часть рис. 3) расстояние между деревьями толщиной 0,24 м составляет 3 м. Этот лесной массив является непроходимым. Другие лесные массивы являются редкими. Рельеф местности оцениваемого района в целом равнинный, поэтому безлесные участки местности обладают хорошей проходимостью. По характеру почв район черноземный (суглинистые почвы), что свидетельствует о хорошей проходимости местности в сухое время года, за исключением отдельных участков с реками, озерами, болотами. В районе местности наблюдаются отдельные проселочные и лесные дороги.

На рис. 4 приведены результаты оценки района местности, полученные на основе применения описанного метода с использованием ГИС «Интеграция». Для визуализации результатов расчетов на рисунке участки местности с лучшей проходимостью выделены в соответствии с табл. 4. Сравнительный анализ рис. 3 и 4 показывает, что результаты, полученные на основе применения разработанного метода, подтверждают выводы о проходимости местности, полученные на основе визуального анализа топографической карты оцениваемого района. Это свидетельствует об эффективности метода и правильном отражении моделируемых процессов.

Описанные результаты являются основой для повышения оперативности принимаемых решений в области оценки возможностей по передвижению и размещению специальной техники различного назначения.

Предлагаемый метод может иметь широкое применение в практике управления войсками. Полученные результаты могут быть использованы для определения ожидаемых направлений ударов противника, направлений сосредоточения основных усилий, танкодоступных направлений, районов, выгодных для расположения частей и подразделений, и др. с позиций анализа условий ведения боевых действий, возможностей действий войск по условиям местности. Автоматическое решение этой задачи позволит осуществить переход от общего анализа всей зоны ответственности воинского формирования к фрагментарному, что в конечном итоге обеспечит своевременную и обоснованную концентрацию сил и средств на опасных направлениях.

Литература

1. Военная топография / А.А. Псарев [и др.]. – М.: Воениздат, 1986. – 384 с.

2. Местность и ее влияние на боевые действия войск. – Топографическая служба СГВ, 1982.

3. *Псарев А.А.* Справочник офицера по топографическим и специальным картам / А.А. Псарев [и др.]. – М.: МО ВС РФ, УНИИНТЕХ, 2003.

4. Разведка местности (учебное пособие). – М.: Топографический отдел МВО, 1991.

5. *Говорухин А.М.* Справочник по военной топографии / А.М. Говорухин. – М.: Воениздат, 1973.

6. Технологии анализа данных. Data Mining, Visual Mining, Text Mining, OLAP / А.А. Барсегян [и др.]. – СПб.: БХВ – Петербург, 2007. – 384 с.

7. *Луценко Е.В.* Интеллектуальные информационные системы : Учебное пособие для студентов специальности «Прикладная информатика (по областям)» и другим экономическим специальностям / Е.В. Луценко. – 2-е изд., перераб. и доп ; КубГАУ. – Краснодар, 2006. – 615 с.

8. *Фишберн П.К.* Теория полезности для принятия решений / П.К. Фишберн. – М.: Наука, 1978. – 352 с.

9. Нечеткие множества и теория возможностей. Последние достижения : Пер. с англ. / Под ред. Р.Р. Ягера. – М.: Радио и связь, 1986. – 408 с.

10. Прикладные нечеткие системы : Пер. с японск. / К. Асаи [и др.] ; под ред. Т. Тэрано, К. Асаи, М. Сугэно. – М.: Мир, 1993. – 368 с.

11. Обработка нечеткой информации в системах принятия решений / А.Н. Борисов [и др.]. – М.: Радио и связь, 1989. – 304 с.

12. *Гаврилова Т.А.* Извлечение и структурирование знаний для экспертных систем / Т.А. Гаврилова, К.Р. Червинская. – М.: Радио и связь, 1992. – 200 с.

Статья поступила в редакцию 4 декабря 2013 года

УДК 681.518

К ВОПРОСУ О РЕАЛИЗАЦИИ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОДВИЖНЫМИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ

И.Н. Малышева, к.т.н., руководитель проекта, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: irina_mal@mail.ru

Рассматривается один из вариантов архитектуры и функционал программного обеспечения для системы управления подвижными комплексами радиосвязи. Предлагается комбинированная методика построения, основанная на методах сервис-ориентированного и аспектно-ориентированного программирования, позволяющая учитывать динамический характер среды функционирования и поведения управляемых объектов.

Ключевые слова: *архитектура и компоненты программного обеспечения, модель программного обеспечения, сервис-ориентированная архитектура, аспектно-ориентированное программирование.*

ON THE ISSUE OF MOBILE RADIO CONTROL SYSTEM SOFTWARE IMPLEMENTATION

I.N. Malysheva, Ph.D.(Eng.), project director, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: irina_mal@mail.ru

One of the versions of mobile radio control system software architecture and functional is considered. A combined approach which is based on service- and aspect-oriented programming techniques is proposed which takes into account the dynamic nature of the medium of expression for managed objects.

Keywords: *software architecture, software components, software model, service-oriented architecture, aspect-oriented programming.*

Традиционные решения для структур управления подвижными объектами связи с точки зрения обеспечения безопасности соединений, с одной стороны, и необходимой скорости обмена информацией – с другой, не являются достаточно эффективными. Существующие решения, основанные на механизмах объектно-ориентированного подхода (ООП), не обеспечивают достаточно надежного функционирования, поскольку процессы в динамически организованных системах радиосвязи сильно зависят от физических параметров окружающей среды, расстояния между отдельными объектами, их расположения, моментов включения питания и т.д. Поэтому необходимо разрабатывать новые подходы к созданию программного обеспечения (ПО) для систем автоматизированного управления (САУ) с учетом технологий самоорганизации.

С точки зрения автора настоящей статьи, необходимо ПО, которое может адаптироваться под различные классы задач. Иными словами, САУ должна иметь архитектуру, программируемую под структуру решаемой задачи. Необходимо создать самоорганизующуюся структуру, которая подстраивала бы свою архитектуру и модули под разные классы устройств.

В настоящий момент для разработки ПО существует две новых технологии, обеспечивающие сквозную функциональность, модульный принцип, взаимозаменяемость компонентов и информационную безопасность данных приложения, – service-oriented architecture (SOA) и aspect-oriented programming (AOP) [1, 2]. Наиболее перспективный путь разработки ПО для САУ заключается в объединении предлагаемых данными технологиями методов с учетом переложения части бизнес-логики на аппаратные средства, которые следует ввести в состав оборудования подвижных комплексов связи.

Структура системы

На рис. 1 приведена укрупненная структура уровней САУ, на рис. 2 – структурно-функциональная схема ПО, реализующая предлагаемый вариант САУ с использованием новых технологий.

Системная среда, основанная на архитектуре SOA, базируется на трех основных типах составляющих ПО, которые и определяют архитектуру САУ:

- генераторы событий;
- менеджеры событий;
- обработчики событий.

Генераторы событий являются источниками событий, характеризующих изменение внешней обстановки или возникших в результате изменения состояния самого приложения.

Менеджеры событий обеспечивают регистрацию событий, выбор соответствующего обработчика и передачу ему прав на обработку события.

Задачей обработчиков событий является учет и реализация зависимостей между отдельными событиями, генерация сообщений об изменении статуса обработки и состояния приложения, инициализации соответствующей процедуры обработки.

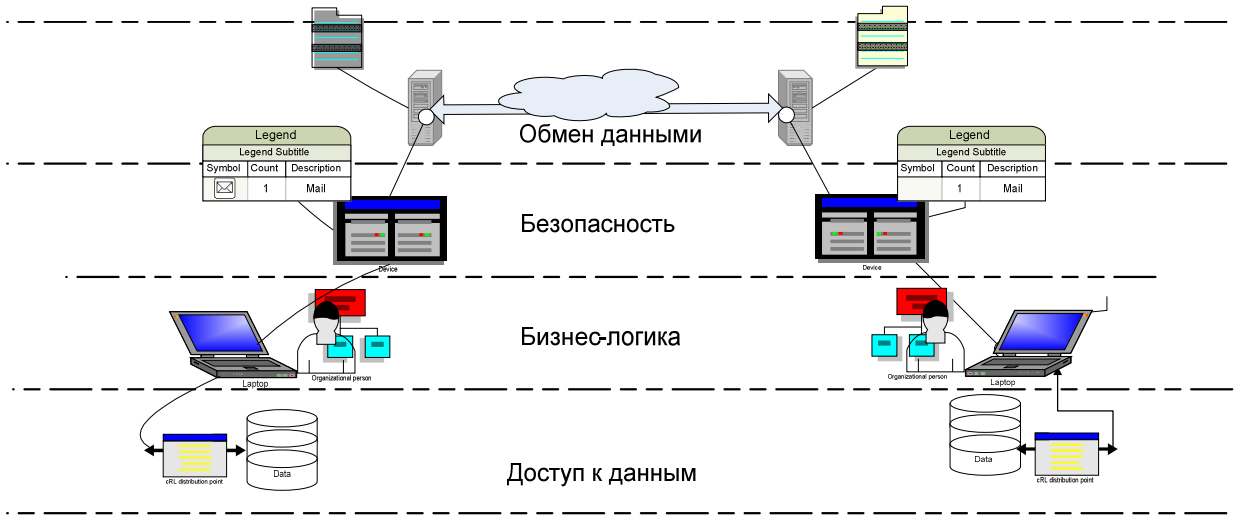


Рис. 1. Структура уровней САУ

Подобный шаблон незаменим при разработке приложений, которые функционируют в сильно динамической информационной среде. Если событие принципиально меняет свои свойства, достаточно переписать его обработчик, не меняя ядра системы. Если исходный обработчик уже не может корректно функционировать, событию можно назначить другой обработчик из имеющихся в системе.

Благодаря такой структуре САУ становится максимально гибкой.

Функционал системы

Целесообразно перечислить функциональные особенности САУ, состоящей из слабо связанных программных компонентов и использующей методики самоорганизации.

Базовая часть ПО обязательно включает несколько классов, являющихся основой любой информационной структуры.

Главный класс TCore (рис. 2) обеспечивает механизмы взаимодействия сервисов, классов оборудования, пользователей, структур хранимых данных. Каждый из классов содержит необходимую для данного класса логику работы, реализацию функций и механизмы обмена данными и сообщениями с любыми другими классами.

Очевидно, что необходим базовый класс TUser, определяющий роли пользователей и их функционал. В системе изначально просматривается пять базовых ролей:

– «главный администратор» – главная роль приложения, которая инициализирует конфигурацию (при начальном включении), может добавлять/удалять роли и назначать им права, удаленно администрировать любое рабочее место;

– «локальный администратор» – главная роль каждого рабочего места, которая назначает права пользователям, расположенным ниже по иерархии, выполняет «низкоуровневое» администрирование локальной БД, определяет параметры функционирования аппаратуры;

– «пользователь с расширенными правами» – создает и редактирует сценарии работы, следит за их исполнением, назначает исполнителя, анализирует и создает статистику работы АРМов в виде отчетов;

– «рядовой пользователь» – имеет ограниченный доступ к редактированию параметров, исполняет заданный ему сценарий работы, создает отчеты;

– «стажер» – пользователь с минимальным набором прав, предоставляющих преимущественно ознакомительные функции, без разрешения ввода и изменения информации.

При входе в систему пользователи обязательно проходят процедуру авторизации, причем и внешний вид, и функционал главного приложения зависят от роли. Для этого система обращается к базе данных (БД), которая может быть собственной (локальной БД) или сетевой. Блок ПО, включающий функционал логики авторизации, выполнен в виде сервиса в соответствии с

положениями SOA. Уровень представления, который предоставляется пользователю, выполнен в виде отдельного класса и может быть выделен в самостоятельное приложение.

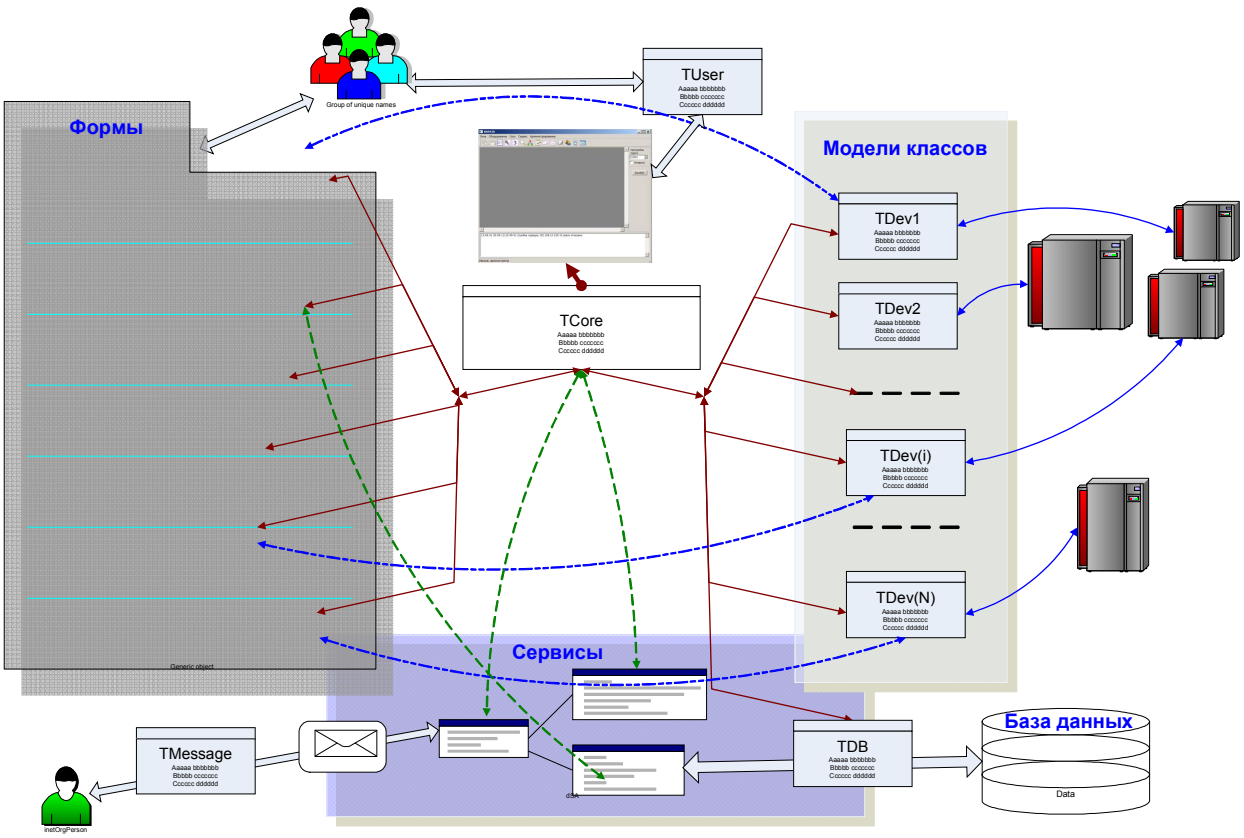


Рис. 2. Структурно-функциональная схема ПО

Функционал организации хранения и обработки данных находится в классе TDB, который разработан с использованием стандартов [3, 4]. Однако с целью улучшения безопасности и адаптации пользовательских приложений к изменениям структур хранимых данных были применены принципы SOA в части организации децентрализованного хранения данных. Добавлены средства поддержки версионирования, позволяющие осуществлять синхронизацию приложения с БД, возможность дистанционного обновления локальных БД, интерфейс для администрирования БД.

Необходимо реализовать класс TMessage, определяющий процедуры и логику работы с сообщениями и реализующий обмен данными между различными САУ на базе унифицированного стандарта XML [6].

Алгоритм обработки входящего сообщения состоит из следующих действий:

– принять кластер данных из входного потока TInStream;

– обработать кластер входных данных анализатором синтаксиса;

– обработать кластер данных анализатором лексики;

– обработать кластер данных анализатором семантики;

– определить и сконфигурировать объект, принимающий решения;

– создать кластер выходных данных;

– поместить кластер выходных данных в выходной поток TOutStream.

Необходимо реализовать классы TDev[0...*N*], определяющие логику работы и функционал радиотехнического оборудования (вычислительные устройства, блоки обработки входных сигналов, датчики состояния среды функционирования и т.д.), находящегося на физическом уровне и необходимого для работы конкретного приложения. В случае смены оборудования легко заменить «ненужный» класс на соответствующий новый, без переписывания кода всего приложения в целом.

Важнейшими компонентами архитектуры приложений, основанных на SOA, являются службы – сервисы, обеспечивающие защиту данных [5]. Основным назначением сервисов является обработка входящих событий. Обычно используются три стратегии: простая, потоковая и комплексная. Простая стратегия заключается в инициализации сервисов по мере возникновения соответствующих событий. Позволяет вести работу в режиме реального времени. Потоковая стратегия учитывает существующие зависимости и объединяет инициализированные сервисы в общую очередь обслуживания. Её достоинством является то, что можно ввести систему расстановки приоритетов. Комплексная стратегия представляет управление по отклонениям (любые события, выводящие систему из состояния равновесия).

Преимущества предлагаемой структуры

В процессе функционирования приложения непременно возникает необходимость добавления функционала либо изменения структур данных и параметров. Классическая структура построения САУ не позволяет проводить такие изменения без рефакторинга всего приложения, что в большинстве случаев приводит к возникновению случайных ошибок и непредсказуемому поведению. Поэтому классическая структура предпочтительна для установившихся приложений, управляющих стабильными структурами данных.

Предлагаемый вариант структуры, основанной на SOA и AOP, позволяет осуществлять модернизацию значительно легче. В этом случае модернизация осуществляется в виде процесса смены состояний приложения, данные для нее предоставляются сервисом, а само приложение рассматривается как совокупность данных. При этом используется алгоритм формализации, основанный на преобразовании из универсального языка, например в формате XML, в процедурный.

Реализация

Предлагаемую структуру и функционал ПО для САУ подвижными объектами легко реализовать на основе библиотек Qt, с помощью интегрированных сред разработки Qt Creator и Microsoft Visual Studio, обеспечивающих кроссплатформенную реализацию приложений для различных ОС. Для реализации системы управления данными предлагается система управления реляционной БД, основанная на PostgreSQL, которая включает много понятий, ставших доступными в некоторых коммерческих БД намного позже.

Выводы

Предлагаемый подход на основе использования методов SOA и AOP способен обеспечить информационную защиту подвижных объектов связи при неопределенных, нестационарных условиях функционирования. Кроме того, предлагаемый подход обеспечивает следующие преимущества:

– масштабируемая структура ПО, обеспечивающая интеграцию новых модулей, форм и библиотек, что позволяет развивать систему без остановки текущей работы;

– возможность реализации распределенной БД, что позволяет организовывать гибкую адаптацию и реконфигурирование структуры данных в случае отказа или выхода из строя отдельных подвижных объектов;

– реализация в системе управления подвижными объектами механизмов сервисов со стандартными интерфейсами вызова, что обеспечивает независимость от платформы операционной системы;

– сервис авторизации, выполненный в соответствии с аспектно-ориентированным подходом, что необходимо для обеспечения соответствующего уровня безопасности приложения;

– многократное использование модулей и библиотек ПО, что позволяет значительно ускорить разработку.

Литература

1. Reference Model for Service Oriented Architecture 1.0 / MacKenzie [et al.] // OASIS Standard, C. M., 12 октября 2006 г. – (http://docs.oasisopen.org/soa-rm/v1.0/).

2. Aspect-oriented programming / G. Kiczales // Proceedings of the European Conference on Object-Oriented Programming (ECOOP). Finland, Springer-Verlag. – 9–13 June 1997. – V. 1241.

3. ГОСТ 34.320-96. Информационные технологии. Система стандартов по базам данных. Концепции и терминология для концептуальной схемы и информационной базы.

4. ГОСТ 34.321-96. Информационные технологии. Система стандартов по базам данных. Эталонная модель управления данными.

5. *Ховард М.* Защищенный код : пер. с англ. / М. Ховард, Д. Лебланк // 2-е изд., испр. – М.: Издательско-торговый дом «Русская Редакция», 2004. – 704 с.

6. *Nordbotten N.A.* XML and Web Services Security Standards / N.A. Nordbotten // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2009. – V. 11, № 3. – Pp. 4–21.

Статья поступила в редакцию 12 декабря 2013 года

УДК 622.276.:681.5

БЕСПРОВОДНАЯ АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА СБОРА И ОБРАБОТКИ ДАННЫХ

В.П. Мочалов, зав. кафедрой, e-mail: kafasoiu@stv.runnet.ru
С.В. Яковлев, доцент, e-mail: kafasoiu@stv.runnet.ru
Э.И. Ямбулатов, аспирант, e-mail: brunetgk@gmail.com
кафедра инфокоммуникаций, ФГАОУ ВПО «Северо-Кавказский федеральный ун-т», г. Ставрополь

Рассматривается распределённая система сбора информации с датчиков объекта с последующей передачей по радиоканалу на рабочую станцию.

Ключевые слова: *распределенные системы, системы сбора информации, датчик, радиоканал, переадресация, сеть доступа, контроллер.*

WIRELESS AUTOMATED DATA ACQUISITION AND PROCESSING SYSTEM

V.P. Mochalov, head of chair, e-mail: kafasoiu@stv.runnet.ru
S.V. Yakovlev, associate professor, e-mail: kafasoiu@stv.runnet.ru
E.I. Yambulatov, postgraduate, e-mail: brunetgk@gmail.com
Infocommunication department, North and Caucasian Federal University, Stavropol

An information acquisition distributed system which gathers sensor data and then channels it to the workstation is considered.

Keywords: *distributed systems, information acquisition system, sensor, radio channel, forwarding, access network, controller.*

Контроль состояния нефтепроводов, технологических установок, инженерных сооружений, высотных конструкций и складских помещений требует реализации платформы неразрушающего беспроводного мониторинга – распределенной системы сбора и контроля параметров объекта.

Основной целью предлагаемой системы является повышение эффективности мониторинга и сбора информации о состоянии контролируемого объекта в пределах досягаемости радиоканала с записью в базу данных центрального компьютера.

1. Структура распределенной системы сбора и контроля параметров объекта

Распределённая система сбора и контроля параметров объектов (рис. 1) включает [1]:

– центральный блок управления беспроводными модулями (HUB Sensors);

– автономные беспроводные модули с датчиками (Sensor);

– рабочую станцию на базе персонального компьютера, соединенную через интерфейс USB с центральным блоком управления.

Рабочая станция использует дополнительное программное обеспечение Sensors, включающее программу подключения порта (Connect), консоль управления (Console) и фильтр данных (Parser), которые взаимодействуют с операционной системой персонального компьютера с помощью средств специального драйвера (virtual COM).

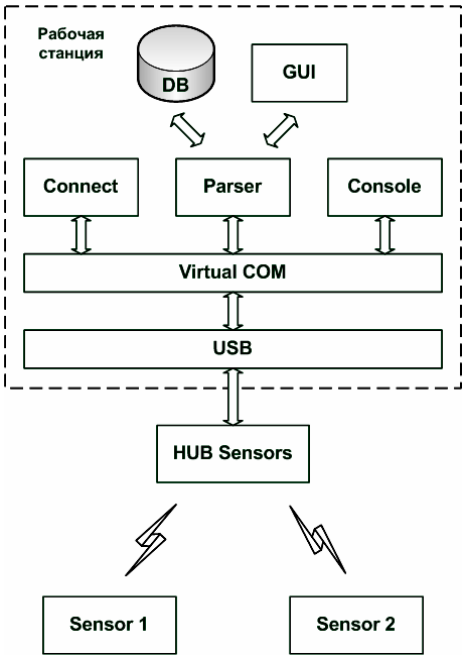


Рис. 1. Распределенная система сбора и контроля параметров объектов

Взаимосвязь с оператором организована на основе графического пользовательского интерфейса (GUI). Вся полученная информация о параметрах объектов сохраняется в реляционной базе данных (DB). Система реализована на базе стандартных однокристальных микросхем.

2. Центральный блок управления

Типовая схема приёмопередающей части HUB Sensors представлена на рис. 2. Трансивер устройства работает на частотах 2400–2483,5 МГц. Скорость передачи данных составляет 723,2 Кбит/с в асинхронном режиме или 433,9 Кбит/с в полностью синхронном режиме. Расстояние, на которое может быть установлено соединение без переадресации, не превышает 100 м. Соединение может быть установлено также через неэкранированные препятствия.

В автономном беспроводном модуле могут использоваться датчики, поддерживающие следующие интерфейсы: I2C, UART, SPI и 1-wire [2]. При добавлении нового датчика в систему необходимо вносить изменения во внутреннем программном обеспечении автономного беспроводного модуля.

Центральный блок управления беспроводными модулями (HUB Sensors) выполняет следующие операции:

– инициализация USART;
– регистрация порта для получения данных;
– инициализация данных;
– регистрация датчика для передачи данных;
– запуск процесса на соединение;
– обработка новых данных;
– формирование формата данных;
– вывод на экран значения показателя датчика.

Рис. 2. Типовая схема центрального блока

Схема алгоритма функционирования центрального блока представлена на рис. 3.

3. Автономный беспроводный модуль

Автономный беспроводной модуль устанавливается на объекте и выполняет следующие операции:

– инициализация данных;
– регистрация параметров;
– выход из режима бездействия;
– получение данных с концентратора;
– запрос данных для концентратора;
– установка бита;
– вывод сигнала светодиода;
– инициализация монитора напряжения батареи;
– регистрация модуля;
– регистрация датчика;
– выполнение процесса датчика;
– запуск процесса на соединение.

Схема алгоритма работы автономного беспроводного модуля с датчиками представлена на рис. 4.

4. Дополнительное программное обеспечение

Для управления системой с рабочего места оператора используется программное обеспечение Sensors, которое выполняет следующие операции:

– инициализация данных;
– инициализация драйвера (virtual COM);
– выбор порта концентратора;
– запуск модуля установления соединения;
– выбор типа управления; если выбрано управление консолью, то выполняется запуск модуля управления консолью;
– если произведён выбор графического интерфейса, выполняется запуск фильтра, запуск модуля графического интерфейса, отправка полученного результата в базу данных;
– вывод результата на экран.

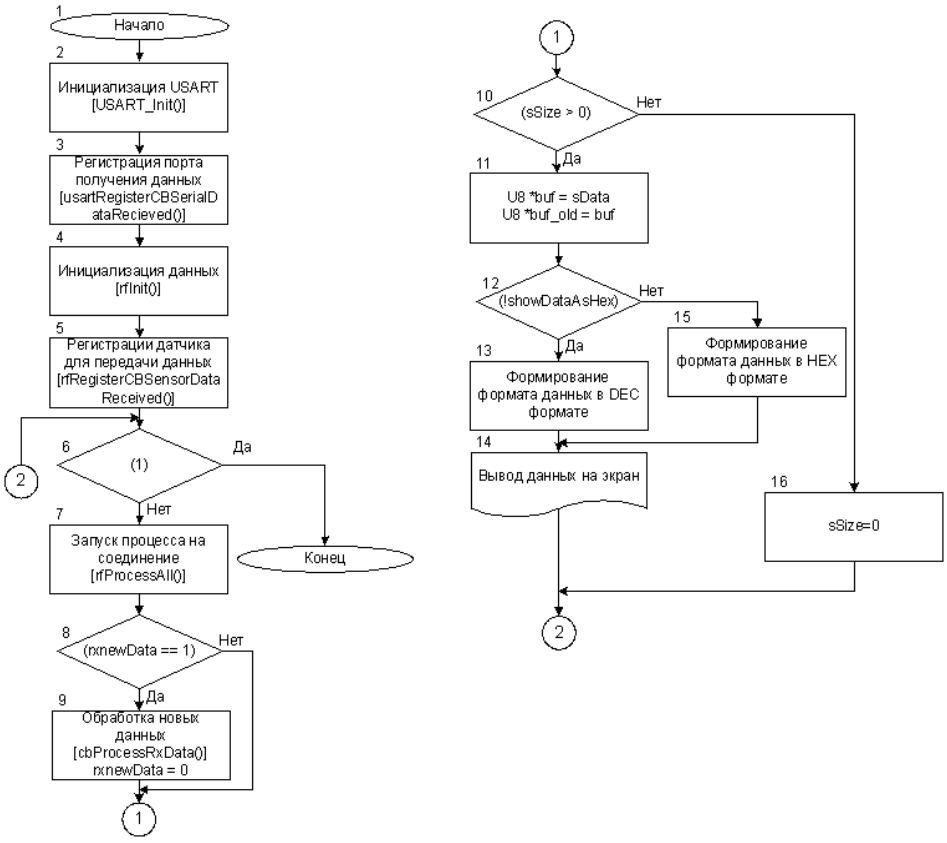


Рис. 3. Схема алгоритма работы центрального блока управления беспроводными модулями

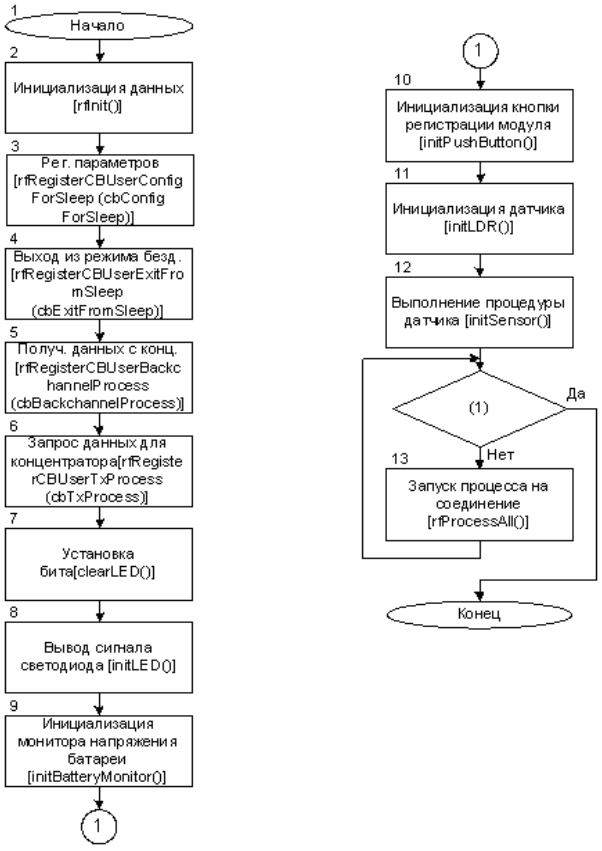


Рис. 4. Схема алгоритма работы автономного беспроводного модуля

Схема алгоритма функционирования дополнительного программного обеспечения представлена на рис. 5.

При программировании приложений используются следующие библиотеки:

– **wxWidgets 2.8.10** – разработка кроссплатформенных интерфейсов (GUI);

– **SQLite 3.6.11** – простая реляционная СУБД;

– **CAIRO 1.8.6** – работа с векторной графикой;

– **SerialSG** – программная оболочка для работы с COM-портом.

5. Обобщенный алгоритм функционирования распределенной системы сбора и контроля параметров объекта

Система функционирует следующим образом.

Беспроводной модуль с необходимыми датчиками устанавливается на контролируемый объект. Датчики считывают данные через установленный интервал времени (заданный во встроенном программном обеспечении) и отправляют их центральному блоку. Центральный блок принимает полученную информацию и передаёт её через интерфейс USB в программную систему Sensors, предварительно установленную на рабочую станцию оператора.

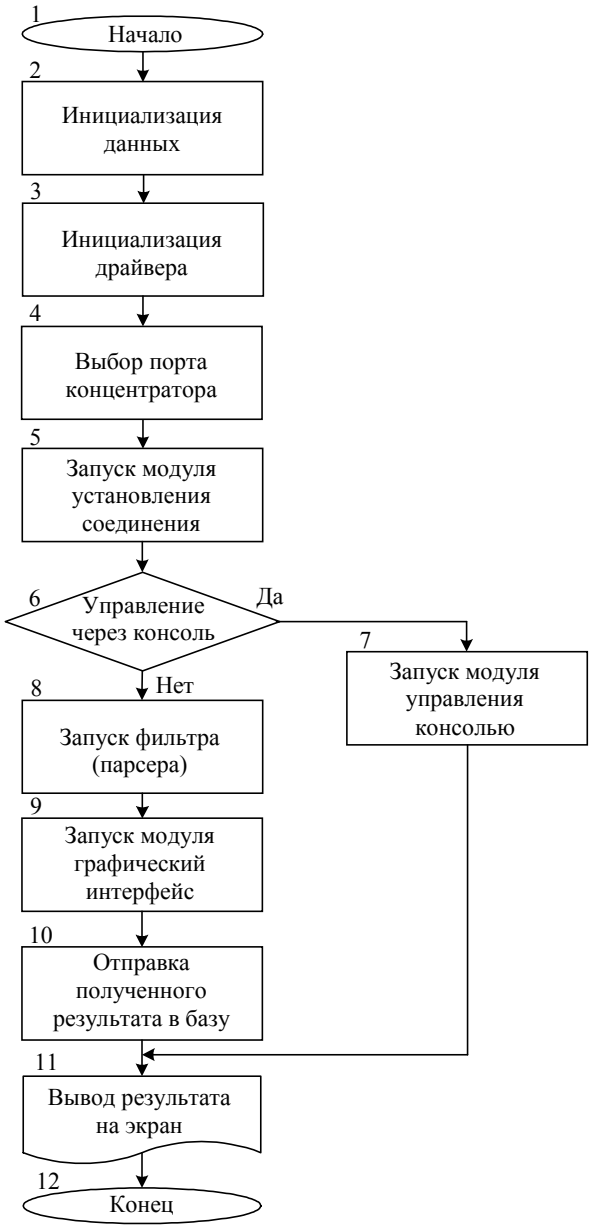


Рис. 5. Схема алгоритма работы Sensors

Пример открытия COM-порта:

```
wxString port = info.m_text;
long po = 0, sp = 0;

        port = port.Mid(3,port.Length());
        port.ToLong(&po);

        m_speed->GetValue().ToLong(&sp);
            mainf->res = mainf->sg.Open(po, sp); // подключаемся к COM
            if(mainf->res == false)
            {
                    wxMessageBox("Ошибка подключения к порту");
                    return;
            }
            else
wxMessageBox("Подключение успешно").
```

Пример заполнения списка доступных COM-портов приведен ниже.

```
PortInfo pi;
        mainf->sg.GetPortsInfo(&pi);


        for(int i = 0; i < pi.koll; i++)
        {
                    int num = m_list->InsertItem(m_list->GetItemCount(), "");
            if (!(i%2))
                    m_list->SetItemBackgroundColour(num, wxColour(230, 240, 255));

            if(pi.p[i].Availbl == true)
            {

            m_list->SetItem(num,0,wxString::Format("COM%d",pi.p[i].Id));
            m_list->SetItem(num,1,"Свободный");
            }
            else
        {
            m_list->SetItem(num,0,wxString::Format("COM%d",pi.p[i].Id));
            m_list->SetItem(num,1,"Недоступный");
            }
        }
```

Далее создается экземпляр класса SerialGate и экземпляр специальной структуры PortInfo. Вызвав функцию класса GetPortsInfo() и передав в нее в качестве аргумента адрес этой структуры, SerialGate проверит все порты системы и заполнит переданную ей структуру информацией. В составе структуры содержится поле koll, куда будет помещено общее число всех COM-портов, установленных на рабочей станции. Это количество будет содержать как реальные порты, так и виртуальные (существующие только в виде драйвера).

Пример считывания данных с COM-порта, сохранения в БД и формирования графика функции приведен ниже.

```
void main_frame::OnTimer(wxTimerEvent& event)
{
	if (is_db) // если база данных открыта то...
	{
		char buf2[320]; // Буфер полученных данных с COM
		int dwBytesRead = 0;
		dwBytesRead = sg.Recv(buf2, sizeof(buf2)); // принимаем данные в буфер
		if (dwBytesRead <= 0) return; // если данных нет то выходим
		for(int i = 0; i < dwBytesRead; i++) // выводим количество переданных данных посимволь-
но
			a += buf2[i];
		p = 0;
		buf.clear();
	get_token(); // вызываем парсер для разбора нашей строки

		if (buf.size() == 0) return;
		if (buf[0]!= "S5") return;
		// Сохраняем в базу обработанные данные
		wxString sql = "INSERT into hub(id_s,  ldr, temp, batt,button,date,time) values (";
		sql += buf[2];
		sql += ",";
		sql += buf[4];
		sql += ",";
		sql += buf[6];
		sql += ",";
		sql += buf[9];
		sql += ",";
		sql += buf[12];
		sql += ",'";
		sql +=   ddd.FormatISODate();
		sql += "','";
		double hh = systime.wHour;
		double mm = systime.wMinute;
		double ss = systime.wSecond;
		sql +=  wxString::Format("%f", hh * 60 + mm + ss / 60 );
		sql += "');";
		db.execDML(sql.c_str());
// выводим на график данные и...
		m_graf1->m_start_plot_x = gx;
		m_graf1->m_y_axis_width = gy*1.5;
		m_graf2->m_start_plot_x = gx;
		m_graf2->m_y_axis_width = gy*1.5;
				m_graf1->AddPoint(0,gx , gy);
				m_graf2->AddPoint(0,gx , gy);
// ...помещаем в таблицу
		int num = m_log->InsertItem(size, "");
		m_log->SetItem(num,0,buf[2]);
		m_log->SetItem(num,1,buf[4]);
		m_log->SetItem(num,2,buf[6]);
		m_log->SetItem(num,3,buf[9]);
		m_log->SetItem(num,4,buf[12]);
		m_log->SetItem(num,5,ddd.FormatISODate());
		m_log->SetItem(num,6,wxString::Format("%f", hh * 60 + mm + ss / 60));
	}
	m_graf1->UpdatePlot();
	m_graf2->UpdatePlot();
}
```

Так как из порта мы получаем измерения в виде строк типа

S5 : ID 0 ldr 0 temp 20.0°C batt 4.46V button 1;: 5,
то выполняется функция парсера, который извлекает и выделяет необходимые данные.
Исходные коды парсера:

```
void get_digit()
{
	name = "";

	while(1)
	{
		if ((!isdigit(a[p])) && (a[p] != '.')&& (a[p] != '-'))
			break;
		else
			name+= a[p];
		++p;
	}
	buf.push_back(name);
}

void get_let()
{
	name = "";
	int state = 0;
	while(1)
	{
		if (a[p]=='\0')
			break;
		switch(state)
		{
		case 0:
			if (isalpha(a[p]) || a[p]=='_')
			{
				state = 1;
				name+= a[p];
			}
			break;
		case 1:
			if (isalpha(a[p])||isdigit(a[p]) || a[p]=='_')
			{
				state = 1;
				name+= a[p];
			}
			else
			{
				buf.push_back(name);
				return;
			}
			break;
		}
		++p;
	}
}

void get_token()
{
	int state = 0;

	while(1)
	{
		if (a[p] == '\0')
```

```
                    break;
                switch(state)
                {
                case 0:
                    if (isdigit(a[p]) || a[p]=='-')
                    {
                        get_digit();
                        state=0;
                        continue;
                    }
                    if (isalpha(a[p]))
                    {
                        get_let();
                        state=0;
                        continue;
                    }
                    else
                        state=0;
                }
                ++p;
            }
        }
```

Полученные значения контролируемых параметров вместе с текущей датой и временем фиксируются в базе данных и выводятся на графики (рис. 6).

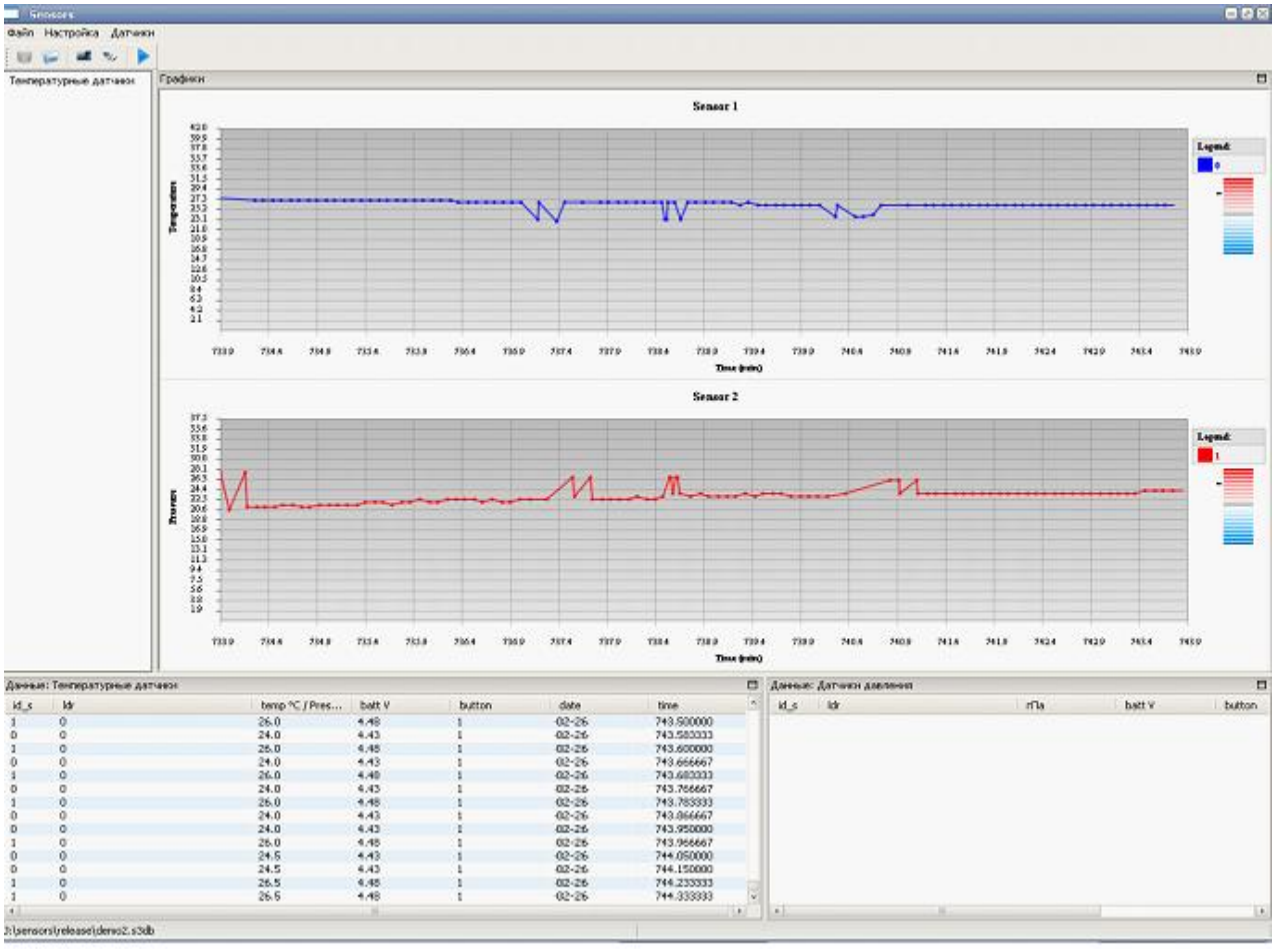


Рис. 6. Значения контролируемых параметров

Заключение

1. Разработана структура распределенной системы сбора и контроля параметров объекта.

2. Приведены результаты функционирования распределенной системы сбора и контроля параметров объекта.

3. Предлагаемый проект может стать основой производства недорогих мобильных систем сбора информации о параметрах объектов в режиме реального времени. Разработанная система является открытой, сопрягаемой с используемой вычислительной техникой, может стать одной из подсистем автоматизированной системы управления на предприятии, снимающей проблемы мониторинга и контроля технологических процессов и повышающей их рентабельность.

Литература

1. *Мочалов В.П.* Модель функционального интерфейса управляемого ресурса системы управления технологическими процессами нефтеподготовки и нефтедобычи на основе TMN [Текст] / В. П. Мочалов. – М.: Нефтепромысловое дело. – 2005. – № 11. – С. 57–60.

2. *Федоров Ю.Н.* Справочник инженера по АСУТП : проектирование и разработка [Текст] / Ю.Н. Федоров – М.: Инфа-Инженерия, 2008. – 928 с.

Статья поступила в редакцию 5 ноября 2013 года

УДК 621.396.6

ОБНАРУЖЕНИЕ И ПЕЛЕНГАЦИЯ ИСКУССТВЕННЫХ ИОНОСФЕРНЫХ ОБРАЗОВАНИЙ С ПОМОЩЬЮ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

В.П. Пашинцев, в.н.с., МОУ «Институт инженерной физики», e-mail: pashintsevp@mail.ru
С.А. Коваль, старший преподаватель, филиал Военной академии РВСН, e-mail: _bober_@mail.ru
В.И. Стрекозов, преподаватель, филиал Военной академии РВСН, e-mail: vowa.strekozov@yandex.ru
А.В. Ляхов, преподаватель, Северо-Кавказский федеральный университет (г. Ставрополь)

Разработан способ обнаружения и пеленгации искусственных ионосферных образований с помощью спутниковых радионавигационных систем.

Ключевые слова: *искусственные ионосферные образования, полное электронное содержание, интенсивность неоднородностей, пеленгация, спутниковые радионавигационные системы, двухчастотный приемник.*

ARTIFICIAL IONOSPHERIC BUILDUP DETECTION AND DIRECTION FINDING BY MEANS OF SATELLITE NAVIGATION SYSTEMS

V.P. Pashintsev, leading researcher, MEA «Engineering physics institute», e-mail: pashintsevp@mail.ru
S.A. Koval, senior lecturer, branch of the Strategic Rocket Force military academy, e-mail: _bober_@mail.ru
V.I. Strekozov, lecturer, branch of the Strategic Rocket Force military academy, e-mail: vowa.strekozov@yandex.ru
A.V. Lyakhov, lecturer, North and Caucasian federal university (Stavropol)

Method of artificial ionospheric buildup detection and direction finding using satellite navigation systems is developed.

Keywords: *artificial ionospheric buildups, complete electronic content, irregularities intensity, satellite navigation systems, dual-frequency receiver.*

Известно [1], что радионагрев ионосферы мощным коротковолновым излучением приводит к возникновению искусственного ионосферного образования (ИИО) в локальной области. Характерной особенностью ИИО является наличие в нем вытянутых вдоль геомагнитного поля неоднородностей электронной концентрации (ЭК), поперечные размеры которых имеют очень широкий диапазон значений (0,1 м…100 км).

Для обнаружения ИИО в [1] предлагается использовать метод рекурсного рассеяния радиоволн на неоднородностях ЭК с самыми малыми характерными размерами (l_S = 0,1…30 м). Однако реализация этого метода требует значительных затрат, обусловленных необходимостью применения передатчиков большой мощности и сложных приемных антенн.

Для обнаружения неоднородностей ЭК крупного масштаба (с характерными размерами l_S ~10…100 км) в [2] предлагается использовать двухчастотные (ДЧ) приемники (ПРМ) спутниковых радионавигационных систем (СРНС). Такие ДЧ ПРМ позволяют измерять полное электронное содержание (ПЭС) ионосферы на трассе распространения радиоволн (РРВ) от навигационного космического аппарата (НКА) до ПРМ СРНС. Однако для обнаружения крупномасштабных неоднородностей ионосферы потребуется применение не менее трех ДЧ ПРМ, разнесенных на расстояния более 10…100 км.

Известно [3], что обнаружение ИИО можно производить с помощью одного ДЧ ПРМ СРНС по результатам измерения интенсивности мелкомасштабных (т.е. с характерными размерами l_S ~100…1000 м) неоднородностей ЭК. Однако, помимо обнаружения ИИО, необходимо решать задачу измерения его пространственных координат, т.е. осуществлять пеленгацию ИИО.

Целью настоящей статьи является разработка способа обнаружения и пеленгации ИИО на основе определения параметров мелкомасштабных неоднородностей ионосферы с помощью СРНС.

Известно [4], что радионагрев ионосферы сопровождается возрастанием интенсивности ее мелкомасштабных неоднородностей (ММН). Интенсивность ММН характеризуется отношением $\beta_{\text{и}} = \sigma_{\Delta N} / \langle N \rangle$ среднеквадратического отклонения (СКО) флуктуаций ЭК (ΔN) в ионосфере к ее среднему (фоновому) значению $\langle N \rangle$ [4–8]. В нор-

 ISSN 1995-7009

мальной ионосфере интенсивность ММН примерно одинакова во всей толщине ионосферы и имеет небольшое значение ($\beta_и = 10^{-3} \ldots 10^{-2}$), а в условиях радионагрева и возникновения ИИО в слое *F* ионосферы она может возрастать на 1–2 порядка (до $\beta_и = 10^{-2} \ldots 10^{-1}$). Отсюда следует, что ЭК ионосферы в общем случае описывается совокупностью регулярной $\langle N \rangle$ и флуктуационной ΔN составляющих: $N = \langle N \rangle + \Delta N$. Однако в нормальной ионосфере, когда $\beta_и \approx \Delta N / \langle N \rangle \approx 10^{-3} \ldots 10^{-2}$, флуктуации ΔN намного меньше среднего значения $\langle N \rangle$, и ими можно пренебречь, т.е. считать $N = \langle N \rangle$.

Изменение ЭК (N) по высоте (h) определяет ПЭС ионосферы, или интегральную ЭК ионосферы вдоль вертикального пути РРВ в столбе сечением 1 м^2 [4–7]:

$$N_\text{Т} = \int_0^{h_\text{НКА}} N(h)\, dh \approx \int_0^{\infty} N(h) dh \text{, эл/м}^2. \qquad (1)$$

Поскольку высота орбиты НКА $h_\text{НКА} \approx 20000$ км намного больше верхней границы ионосферы (~ 1000 км), предел интегрирования в (1) можно заменить на бесконечность.

Для определения ПЭС ионосферы с помощью СРНС используется способ [2], основанный на передаче сигналов с НКА одновременно на 2-х несущих частотах (f_1, f_2), измерении фазовых путей этих сигналов ($Д_{ф1}$ и $Д_{ф2}$), зависящих от истинной дальности (Д) и значения ПЭС, двухчастотным приемником при трансионосферном РРВ:

$$Д_{ф1} = Д - 040{,}3 N_\text{Т} / f_1^2 \text{ ,}$$

$$Д_{ф2} = Д - 40{,}3 N_\text{Т} / f_2^2 \qquad (2)$$

и расчете ПЭС по формуле

$$N_\text{Т} = \frac{1}{40{,}3} \cdot \frac{f_1^2 f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} \left[Д_{ф1} - Д_{ф2} \right], \qquad (3)$$

где 40,3 – коэффициент, имеющий размерность [м^3/с^2].

При возникновении ИИО, когда интенсивность ММН возрастает до значений $\beta_и = 10^{-2} \ldots 10^{-1}$, пренебречь флуктуациями ЭК (ΔN) нельзя. Следовательно, пространственные (по вертикальным h и горизонтальным $\rho = (x, y)$ координатам) мелкомасштабные неоднородности ЭК (N) в ИИО будут иметь регулярную (среднюю) и флуктуационную составляющие:

$$N(\rho, h) = \langle N(h) \rangle + \Delta N(\rho, h) . \qquad (4)$$

В соответствии с выражениями (1)–(4) при вертикальном РРВ через неоднородную ионосферу (рис. 1а) измеренное двухчастотным приемником значение ПЭС будет также иметь регулярную и флуктуационную составляющие:

$$N_\text{Т}(\rho) = \int_0^{\infty} N(\rho, h) dh =$$

$$= \int_0^{\infty} \langle N(h) \rangle dh + \int_0^{\infty} \Delta N(\rho, h) dh =$$

$$= \langle N_\text{Т} \rangle + \Delta N_\text{Т}(\rho) . \qquad (5)$$

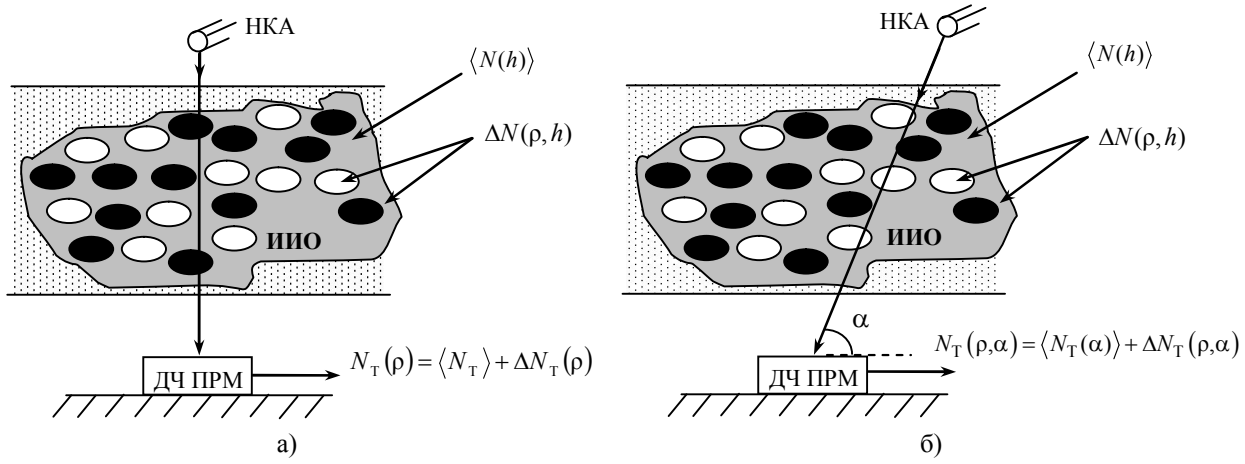


Рис. 1. Определение полного электронного содержания в ИИО двухчастотным приемником при вертикальном (а) и при наклонном (б) распространении радиоволн

Регулярная составляющая ПЭС при вертикальном РРВ через нормальную ионосферу определяется максимальным средним значением ЭК в ионосфере $\langle N_m \rangle$ на высоте $h = h_m$ максимума ее ионизации и эквивалентной толщиной ионосферы $h_э$ [5]:

$$\langle N_\text{T} \rangle = \int_0^\infty \langle N(h) \rangle dh = \langle N_m \rangle h_э , \qquad (6)$$

где значения $\langle N_m \rangle \sim 10^{11}...10^{12}$ м$^{-3}$, $h_э$~500 км.

Известно [6], что СКО флуктуаций ПЭС в нормальной ионосфере определяется выражением

$$\sigma_{\Delta N_\text{T}} = \sqrt{\langle \Delta N_\text{T}^2(\rho) \rangle} = \beta_и \langle N_m \rangle (\sqrt{\pi} l_S h_э)^{0,5} , \qquad (7)$$

где l_S – характерный (средний) размер мелкомасштабных ионосферных неоднородностей (~400 м).

Тогда, произведя замену $\langle N_m \rangle$ в выражении (7) на $\langle N_\text{T} \rangle = \langle N_m \rangle h_э$ согласно (6), СКО флуктуаций ПЭС в ионосфере можно определить как

$$\sigma_{\Delta N_\text{T}} = \sqrt{\langle \Delta N_\text{T}^2(\rho) \rangle} = \beta_и \langle N_T \rangle \left(\sqrt{\pi} l_S / h_э \right)^{0,5} . \qquad (8)$$

Из (7) и (8) следуют выражения для оценки интенсивности ионосферных неоднородностей через СКО флуктуаций ПЭС:

$$\beta_и = \frac{\sigma_{\Delta N_\text{T}}}{\langle N_m \rangle (\sqrt{\pi} l_S h_э)^{0,5}} = \frac{\sigma_{\Delta N_\text{T}}}{\langle N_\text{T} \rangle} \left(\frac{h_э}{\sqrt{\pi} l_S} \right)^{0,5} . \qquad (9)$$

Практическая ценность полученного результата (9) определяется тем, что в настоящее время оценка интенсивности мелкомасштабных ионосферных неоднородностей осуществляется с помощью станции вертикального ионосферного зондирования (СВИЗ) по величине отношения $\beta_и = \sigma_{\Delta N} / \langle N_m \rangle$ среднеквадратического отклонения флуктуаций ЭК (ΔN) к ее среднему значению $\langle N_m \rangle$ на высоте $h = h_m$ максимума ионизации [9]. Формула (9) указывает на возможность получения оценки интенсивности ионосферных неоднородностей более простым способом – с помощью двухчастотного приемника СРНС по величине отношения $\beta_и \sim \sigma_{\Delta N_T} / \langle N_T \rangle$ среднеквадратического отклонения флуктуаций ПЭС (ΔN_T) к его среднему значению $\langle N_T \rangle$.

При наклонном РРВ через ионосферу ПЭС будет зависеть от угла места α (рис. 1б) и описывается отличным от (1) выражением

$$N_\text{T}(\rho, \alpha) = \int_0^\infty N(\rho, h) dl , \qquad (10)$$

где $dl = \psi(\alpha)$ – элемент наклонного пути РРВ через ионосферу под углом α.

Согласно [7] при достаточно большом угле наклона трассы относительно горизонта ($\alpha \geq 30°$) величина dl связана простой зависмостью с элементом вертикального пути dh РРВ: $dl = dh \cos ec\alpha$. Тогда с учетом (4) – (6) выражение (10) можно записать в следующем виде:

$$N_\text{T}(\rho, \alpha) = \cos ec\alpha \int_0^\infty N(\rho, h) dh =$$

$$= \cos ec\alpha \int_0^\infty \langle N(h) \rangle dh + \cos ec\alpha \int_0^\infty \Delta N(\rho, h) dh =$$

$$= \langle N_\text{T}(\alpha) \rangle + \Delta N_\text{T}(\rho, \alpha), \qquad (11)$$

где

$$\langle N_\text{T}(\alpha) \rangle = \langle N_m \rangle h_э \cos ec\,\alpha = \langle N_\text{T} \rangle \cos ec\,\alpha ; \qquad (12)$$

$$\Delta N_\text{T}(\rho, \alpha) = \Delta N_\text{T}(\rho) \cos ec\alpha , \qquad (13)$$

– регулярная и флуктуационная составляющие ПЭС при наклонном РРВ под углом α.

Согласно (12), (13) среднеквадратическое отклонение флуктуаций ПЭС в ионосфере для случая наклонного РРВ под углом α можно определелить при замене $h_э$ в выражениях (7), (8) на увеличенное значение $h_э \cos ec\alpha$:

$$\sigma_{\Delta N_\text{T}}(\alpha) = \sqrt{\langle \Delta N_\text{T}^2(\rho, \alpha) \rangle} =$$

$$= \beta_и \langle N_m \rangle (\sqrt{\pi} l_S h_э \cos ec\alpha)^{0,5} =$$

$$= \beta_и \langle N_T(\alpha) \rangle \left(\frac{\sqrt{\pi} l_S}{h_э \cos ec\alpha} \right)^{0,5} . \qquad (14)$$

В соответствии с (14) интенсивность мелкомасштабных ионосферных неоднородностей при наклонном распространении радиоволн через ионосферу под углом α определяется как

$$\beta_и(\alpha) = \frac{\sigma_{\Delta N_\text{T}}(\alpha)}{\langle N_\text{T}(\alpha) \rangle} \left(\frac{h_э \cos ec\,\alpha}{\sqrt{\pi} l_S} \right)^{0,5} . \qquad (15)$$

Следует заметить, что в результате подстановки в (15) выражений (12) и (13) для среднего значения $\langle N_{\mathrm{T}}(\alpha)\rangle$ и СКО $\sigma_{\Delta N_{\mathrm{T}}}(\alpha)$ ПЭС при наклонном РРВ получаем формулу (9) для оценки интенсивности ионосферных неоднородностей при вертикальном РРВ:

$$\beta_{\mathrm{и}}(\alpha)=\frac{\sigma_{\Delta N_{\mathrm{T}}}\sqrt{\cos ec\alpha}}{\langle N_{\mathrm{T}}\rangle\cos ec\alpha}\left(\frac{h_{\mathrm{э}}\cos\mathrm{ec}\,\alpha}{\sqrt{\pi}l_S}\right)^{0,5}\equiv\beta_{\mathrm{и}}=$$

$$=\frac{\sigma_{\Delta N_{\mathrm{T}}}}{\langle N_{\mathrm{T}}\rangle}\left(\frac{h_{\mathrm{э}}}{\sqrt{\pi}l_S}\right)^{0,5}. \qquad (16)$$

Отсюда следует, что выражение (15) позволяет произвести оценку интенсивности ионосферных неоднородностей $\beta_{\mathrm{и}}=\sigma_{\Delta N}/\langle N_m\rangle$ на основе определения отношения $\sigma_{\Delta N_T}/\langle N_T\rangle$ не при вертикальном (9), а при наклонном РРВ через ионосферу (как показано на рис. 1б) из одной точки в радиусе более 500 км от места размещения ДЧ ПРМ СРНС. Поэтому выражение (15) позволяет разработать способ не только обнаружения [3], но и пеленгации ИИО на основе измерения интенсивности ионосферных неоднородностей (рис. 1) с помощью СРНС, использующих ДЧ ПРМ.

Известно [10], что полная орбитальная группировка ГЛОНАСС содержит 24 штатных НКА на круговых орбитах с наклонением $i = 64{,}8°$ в трех орбитальных плоскостях по восемь НКА в каждой. Поэтому представляется возможным осуществить пеленгацию ИИО с помощью СРНС благодаря тому, что один приемник способен принимать радиосигналы, приходящие с различных направлений от большого числа (более 10–20) НКА (ГЛОНАСС и GPS). Причем в каждом принимаемом сигнале содержится сообщение о номере НКА, передающего этот сигнал, и его координатах (а следовательно, и направлении α прихода сигнала).

В соответствии с (15) выражение для оценки интенсивности мелкомасштабных ионосферных неоднородностей на трассах РРВ от каждого ($n = 1...N$) из N видимых навигационных космических аппаратов (НКА$_n$) до двухчастотного ПРМ будет иметь следующий вид:

$$\beta_{\mathrm{и}(n)}=\frac{\sigma_{\Delta N_{\mathrm{T}}}\left(\alpha_{(n)}\right)}{\left\langle N_{\mathrm{T}}\left(\alpha_{(n)}\right)\right\rangle}\left(\frac{h_{\mathrm{э}}\cos\mathrm{ec}\,\alpha_{(n)}}{\sqrt{\pi}l_S}\right)^{0,5}. \qquad (17)$$

Для удобства реализации способа вычисления интенсивности ММН ионосферы выражение (17) целесообразно представить в виде произведения двух сомножителей:

$$\beta_{\mathrm{и}(n)}=\left[\sigma_{\Delta N_{\mathrm{T}}}\left(\alpha_{(n)}\right)\Big/\left\langle N_{\mathrm{T}}\left(\alpha_{(n)}\right)\right\rangle\right]\cdot A\left(\alpha_{(n)}\right), \qquad (18)$$

где $A\left(\alpha_{(n)}\right)=\left(h_{\mathrm{э}}\cos\mathrm{ec}\,\alpha_{(n)}/\sqrt{\pi}l_S\right)^{0,5}$.

Способ вычисления интенсивности ММН ионосферы согласно выражению (18) представлен на рис. 2. Блок вычисления интенсивностей неоднородностей (БВИН) состоит из блока вычисления СКО флуктуаций ПЭС $\sigma_{\Delta N_{\mathrm{T}}}\left(\alpha_{(n)}\right)$, блока вычисления математического ожидания (МО) ПЭС $\left\langle N_{\mathrm{T}}\left(\alpha_{(n)}\right)\right\rangle$, блока деления, блока вычисления коэффициента $A\left(\alpha_{(n)}\right)$ и блока перемножения.

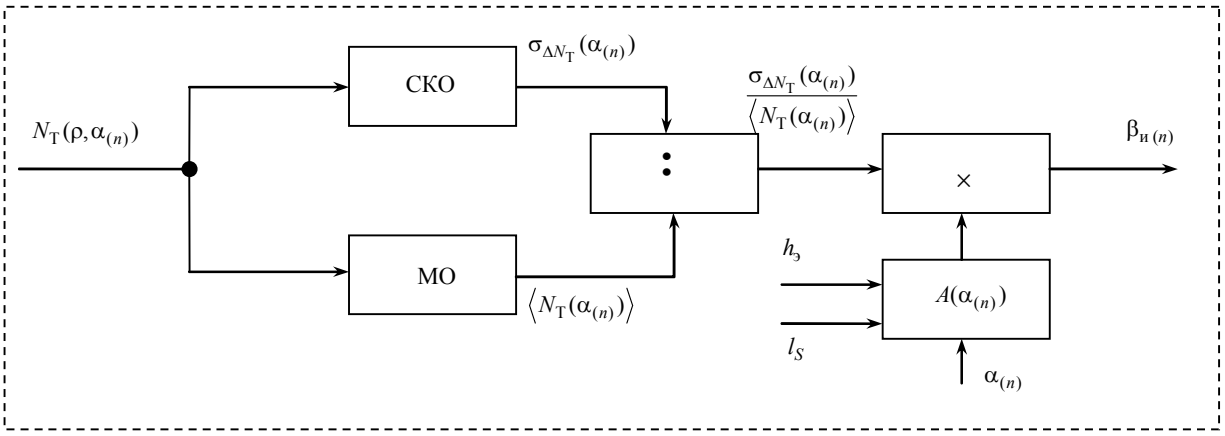


Рис. 2. Блок вычисления интенсивности мелкомасштабных неоднородностей ионосферы

Выражение (17) позволяет разработать способ обнаружения и пеленгации ИИО на основе измерения интенсивности мелкомасштабных ионосферных неоднородностей (рис. 3) с помощью СРНС, использующих ДЧ ПРМ и несколько НКА ($n = 1…N$).

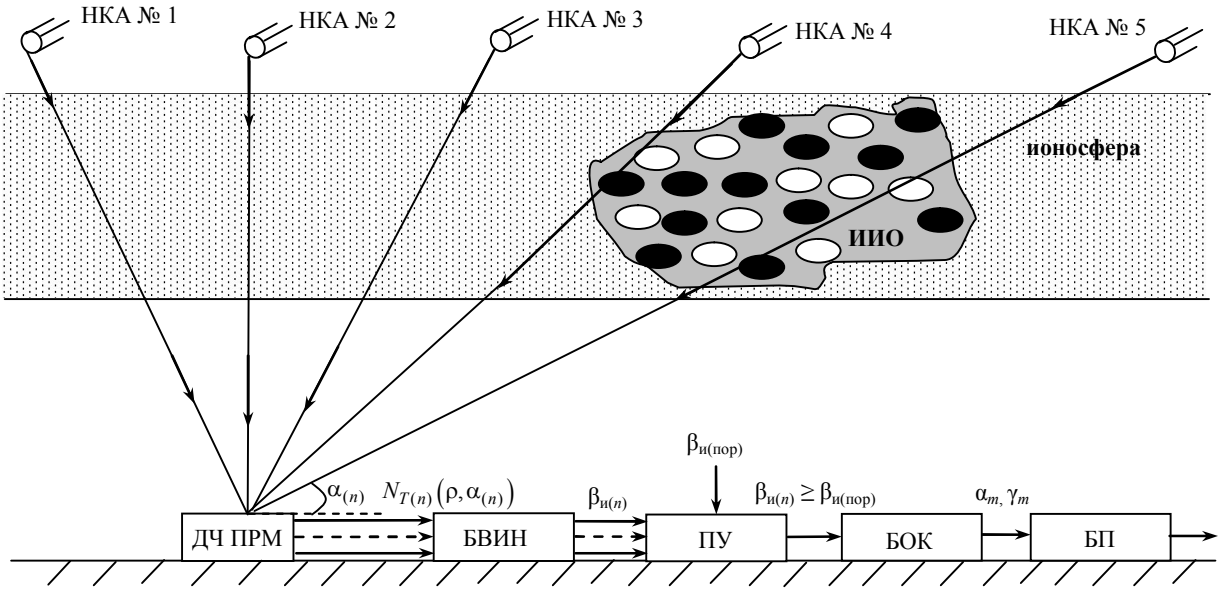


Рис. 3. Способ обнаружения и пеленгации ИИО с помощью двухчастотного приемника СРНС

Анализ рис. 3 показывает, что величина интенсивности ионосферных неоднородностей $\beta_{и(n)}$ на трассах от НКА№ 4 и НКА №5 до ДЧ ПРМ в условиях ИИО будет значительно больше, чем интенсивность неоднородностей невозмущенной ионосферы на трассах РРВ других НКА (например, НКА № 1, 2, 3).

Поэтому обнаружение и пеленгацию ИИО с помощью СРНС можно осуществить по следующему алгоритму:

1) на выходе ДЧ ПРМ производится измерение ПЭС ионосферы $N_{T(n)}(\rho,\alpha_{(n)})$ на трассах РРВ от каждого видимого НКА$_n$ до ДЧ ПРМ в текущий момент времени;

2) в БВИН производится оценка интенсивности неоднородностей ионосферы $\beta_{и(n)}$ с учетом угла наклона $\alpha_{(n)}$ трассы РРВ для каждого НКА;

3) производится сравнение всех полученных значений интенсивностей $\beta_{u(1)}…\beta_{u(N)}$ с некоторым порогом $\beta_{и(пор)}$, и при его превышении на трассе РРВ хотя бы одного НКА ($\beta_{и\,(n)} \geq \beta_{и\,пор}$) принимается решение об обнаружении ИИО;

4) определяются номера (n) всех НКА, на трассах РРВ которых установлены надпороговые ($\beta_{и\,(n)} \geq \beta_{и\,пор}$) значения интенсивности неоднородностей, и из навигационных сообщений НКА с этими номерами определяются их углы места α_m и азимута γ_m;

5) определяются пеленги начала и конца ИИО, а также сектора нахождения ИИО.

Данный алгоритм можно реализовать с помощью устройства обнаружения и пеленгации ИИО (рис. 3), которое состоит из двухчастотного приемника (ДЧ ПРМ), блока вычисления интенсивностей неоднородностей (БВИН), порогового устройства (ПУ), блока определения координат (БОК) и блока пеленгации (БП).

Для выбора порогового значения необходимо учесть, что в нормальной ионосфере интенсивность неоднородностей мала и составляет $\beta_и = 0{,}1…1\%$ [8], а в условиях ИИО она может заметно возрастать – до $\beta_и = 1…20\%$ [4–6]. Исходя из этого значение порогового уровня целесообразно выбирать равным $\beta_{и(пор)} = 1\%$.

Практическая значимость разработанного способа (см. рис. 3) состоит в том, что он позволяет осуществить не только обнаружение, но и пеленгацию ИИО по результатам измерения сектора его видимости ($\Delta\alpha_{ИИО} = \alpha_4 - \alpha_5$) путем определения ряда интенсивности неоднородностей ($\beta_{и(4)}$, $\beta_{и(5)} > 1\%$) на трассах РРВ от НКА №4, №5 до НАП, значительно превосходящих интенсивность на других трассах ($\beta_{и(1)}$, $\beta_{и(2)}$, $\beta_{и(3)} < 1\%$).

Таким образом, на базе полученного выражения (15) разработан способ обнаружения и пеленгации искусственного ионосферного образования путем измерения интенсивности мелкомасштабных неоднородностей ионосферы на трассах распространения радиоволн от всех навигационных космических аппаратов до двухчастотного приемника СРНС, сравнения их с пороговым значением, определения номеров (n) всех НКА, на трассах РРВ которых установлены надпороговые ($\beta_{и\,(n)} \geq \beta_{и\,пор}$) значения интенсивности неоднородностей, и нахождения из навигационных сообщений НКА с этими номерами углов их места α_m и азимута γ_m для оперативного определения пеленгов сектора нахождения ИИО.

Литература

1. *Лобанов Б.С.* Исследование возможности создания в ионосфере объемных образований, эффективно взаимодействующих с электромагнитным излучением в сверхширокоом диапазоне частот / Б.С. Лобанов // Теория и техника радиосвязи. – 2009. – №3. – С. 16–24.

2. *Афраймович Э.Л.* GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли / Э.Л. Афраймович, Н.П. Перевалова. – Иркутск, 2006. – 480 с.

3. Обнаружение искусственных ионосферных образований с помощью спутниковых радионавигационных систем / В.П. Пашинцев [и др] // Теория и техника радиосвязи. – 2013. – № 1. – С. 112–117.

4. *Гершман Б.Н.* Волновые явления в ионосфере и космической плазме / Б.Н. Гершман, Л.М. Ерухимов, Ю.Я. Яшин. – М.: Наука, 1984. – 392 с.

5. *Тепляков И.М.* Ионосферные искажения цифровых сигналов с широкополосной модуляцией / И.М. Тепляков // Радиотехника. – 1984. – №4. – С. 8–13.

6. *Пашинцев В.П.* Влияние ионосферы на характеристики космических систем передачи информации (монография) / В.П. Пашинцев, М.Э. Солчатов, Р.П. Гахов. – М.: Гос. изд-во физико-математической литературы, 2006. – 191 с.

7. *Колосов М.А.* Распространение радиоволн при космической связи / М.А. Колосов, Н.А. Армад, О.М. Яковлев.– М.: Связь, 1969. – 155 с.

8. *Альперт Я.Л.* Распространение электромагнитных волн и ионосфера / Я.Л. Альперт. – М.: Наука, 1972. – 563 с.

9. Пат. Рос. Федерация. Способ определения величины интенсивности неоднородностей ионосферы по данным вертикального зондирования : Пашинцев В.П., Коваль С.А., Галушко Ю.И., Сенокосова А.В., Грибанов Е.В. – № 2403592 от 10.11.2010.

10. *Соловьев Ю.А.* Спутниковая навигация и ее приложения / Ю.А. Соловьев. – М.: Эко-Трендз, 2003. – 336 с.

Статья поступила в редакцию 18 ноября 2013 года

УДК 623.618

ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ДАННЫХ ДЛЯ СОЗДАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ЦЕНТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ В ТАКТИЧЕСКОМ ЗВЕНЕ

Ю.С. Сухоруков, д.т.н., профессор, тел. (473) 259-71-05
М.Н. Данильченко, ст. инженер, e-mail: danmisha@list.ru
ОАО «Концерн «Созвездие»

Приведены концептуальные положения технологии распределения данных (DDS). Оценена возможность ее применения на основе стратегии многостанционного случайного доступа к сети.

Ключевые слова: *информационно-центрические системы, топология сети, служба распределения данных, шина данных, стратегия многостанционного доступа*

APPLICABILITY OF DATA DISTRIBUTION TECHNOLOGY FOR TACTICAL INFORMATION-CENTRIC SYSTEM IMPLEMENTATION

Yu.S. Sukhorukov, Dr.Sc.(Eng.), professor, tel. (473)259-71-05
M.N. Danilchenko, engineer, e-mail: danmisha@list.ru
JSC «Sozvezdie «Concern»

The conceptual framework for data distribution service (DDS) is discussed. Applicability of DDS is assessed in terms of random multiple access approach.

Keywords: *information-centric systems, network topology, data distribution service, data bus, multiple access approach.*

Анализ зарубежного и отечественного опыта [1] создания многокомпонентных систем управления с использованием принципов объектно-ориентированного проектирования выявил ряд проблем, сдерживающих дальнейшее развитие таких систем. Более правильно определить такие системы как «системы систем». Решение проблемы «единства» их функционирования с использованием существующих сетевых технологий приводит к «жесткой связанности» интегрируемых систем, которая входит в противоречие с практикой их создания различными разработчиками.

Традиционный подход является неприемлемым для пошагового и независимого развития с возможностью изменения интерфейсов без уведомления. Оказывается нереализуемой динамическая адаптация (перенастройка) в режиме реального времени в отношении реконфигураций топологии сети и ее сбоев.

Необходима другая парадигма для разрешения возникших проблем. Вместо принципа жестко связанных систем целесообразен переход к концепции «слабо связанных систем», толерантных к эволюционному развитию интегрируемых систем. В связи с тем что основным фактором повышения боевых возможностей войск в условиях высокомобильного боя является объем и качество используемой информации о ходе боя, в качестве новой и адекватной сложившимся условиям предлагается парадигма организации управления на основе общей модели совместного использования информации в «системе систем», построения обобщенной информационно-ориентированной интегрированной архитектуры на основе стандарта межплатформенного программного обеспечения службы распределения данных (DDS) и использования различных аспектов ее формирования (формирования потока данных, управления событиями и сервисами).

Такой подход совместим с широко используемой в зарубежных странах общей технологией архитектурного проектирования АСУ военного назначения (DODAF [2, 3] и др.)

Сравнительный анализ известных стандартов межплатформенного ПО [4] показал, что в наше время DDS является единственным стандартом межплатформенного ПО, который соответствует требованиям слабосвязанных систем и интегрированной «системы систем» (SOS).

DDS является единственным стандартом передачи данных по принципу «публикации–подписки», который точно задает как спецификацию интерфейса прикладного программирова-

 ISSN 1995-7009

ния (API), так и проводной протокол функциональной совместимости.

DDS обеспечивает механизм реализации возможности «самоанализа» в связи с изменениями в сетевой топологии и в состоянии других компонентов. Она также требует, чтобы модель данных была точно задана в языке программирования.

DDS работает с распределением, состоящим из «участников», каждый из которых потенциально запускается в отдельном адресном пространстве и, возможно, на разных компьютерах. Участник может одновременно осуществлять публикацию и подписку в отношении типичных потоков данных, идентифицируемых по именам и называемых «тематическими разделами». Интерфейс прикладного программирования (API) DDS позволяет типичным «устройствам чтения данных» и устройствам «записи данных» представлять надежный интерфейс программирования для приложения. Характерная архитектура приложения DDS может быть представлена как программное обеспечение на основе «шины данных» (рис. 1).

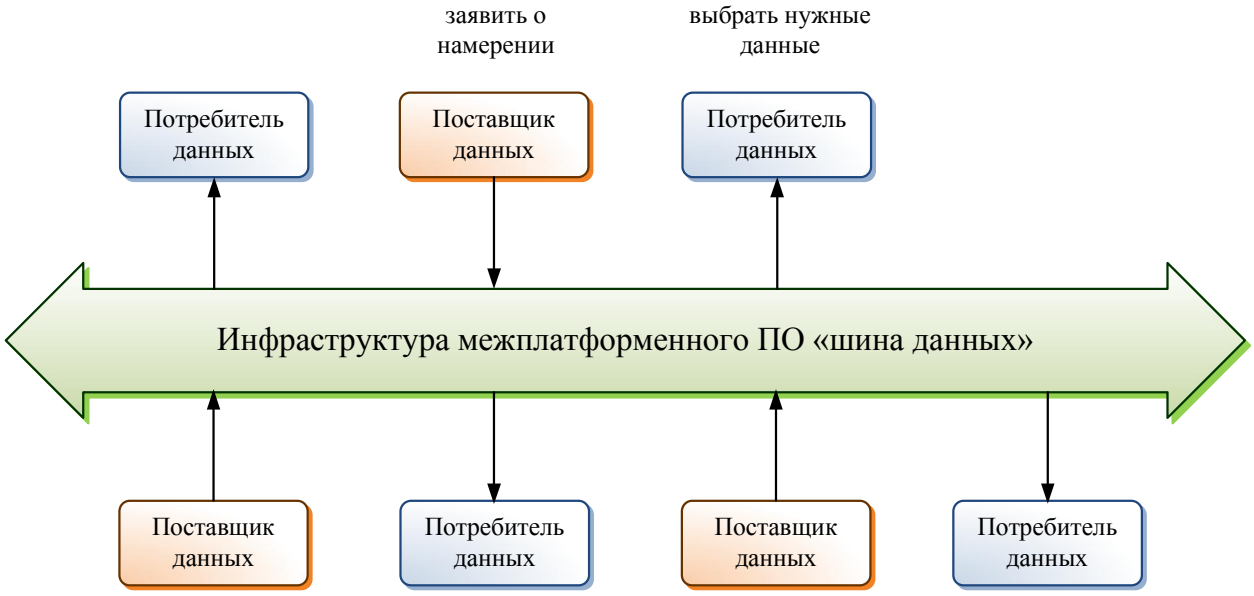


Рис. 1. Информационно-центрическое межплатформенное ПО, реализующее принцип «публикации–подписки»

DDS отделяет поставщиков данных от потребителей данных по локализации, расположению в пространстве, платформе и множественности.

Шина логически представляет «совместно используемое пространство данных», в котором каждый участник может осуществлять чтение и запись данных с использованием соответствующих устройств.

Как результат, средства и системы связи могут быть разъединенными в пространстве, во времени доставки (в определенных пределах), в плане потоков данных, в плане платформ, а также в плане множественности. Эти и другие аспекты делают DDS наиболее пригодной для «слабо связанных» систем и программирования, ориентированного на обработку данных.

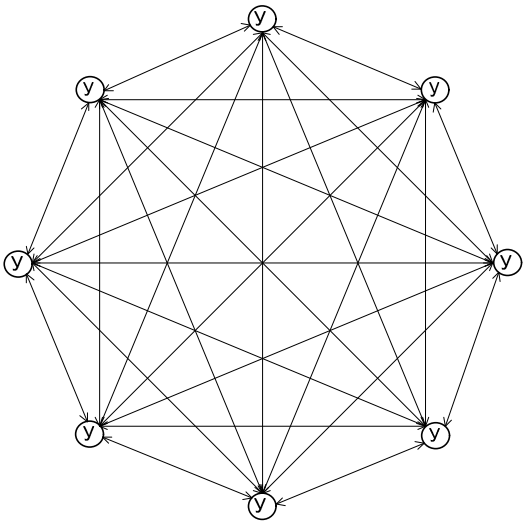


Рис. 2. Логическая структура шины данных

Шина данных в физическом плане может представлять собой радиоэфир, обеспечивающий мобильность информационного взаимодействия между абонентами. В связи с этим сеть, реализующая описанный тип взаимодействия, логически может быть представлена в виде распределенной структуры $N \times N$:

Одним из достаточно простых вариантов реализации «шины данных» является использование стратегии многостанционного случайного доступа с прослушиванием несущей и обнаружением столкновений (МДПН/ОС). Предложенная стратегия адекватна особенностям концепции информационно-центрических слабо связанных систем, а её техническая реализуемость подтверждается использованием в военных АСУ типа «тактический интернет» (США), а также системах кабельного телевидения и локальных сетях типа Ethernet.

Характеристики производительности и задержек протокола МДПН/ОС детально исследованы с использованием сложного алгебраического подхода [5]. Более простой для понимания логический метод анализа, позволяющий оценить применимость протокола для использования в DDS, приведен ниже.

На рис. 3 представлена схема шинной структуры, где станции подключены к двусторонней шине с помощью пассивных ответвителей.

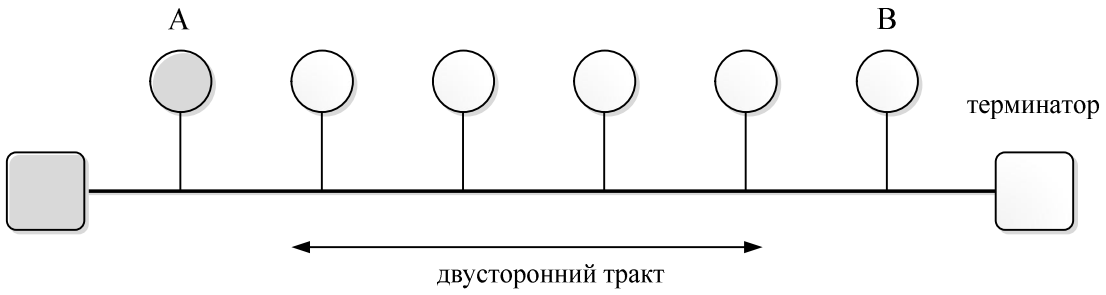


Рис. 3. Модель МДПН/ОС

В данном случае для анализа наибольший интерес представляет наихудший для производительности сети случай – взаимодействие двух наиболее удаленных станций (A и B).

Так как производительность является обратной величиной от среднего времени, требуемого для успешной передачи сообщения в шине, то необходимо получить выражение для его расчета при наихудшем случае (для случая станций A и B).

Время до успешного завершения передачи t_V имеет три составляющие (рис. 4).

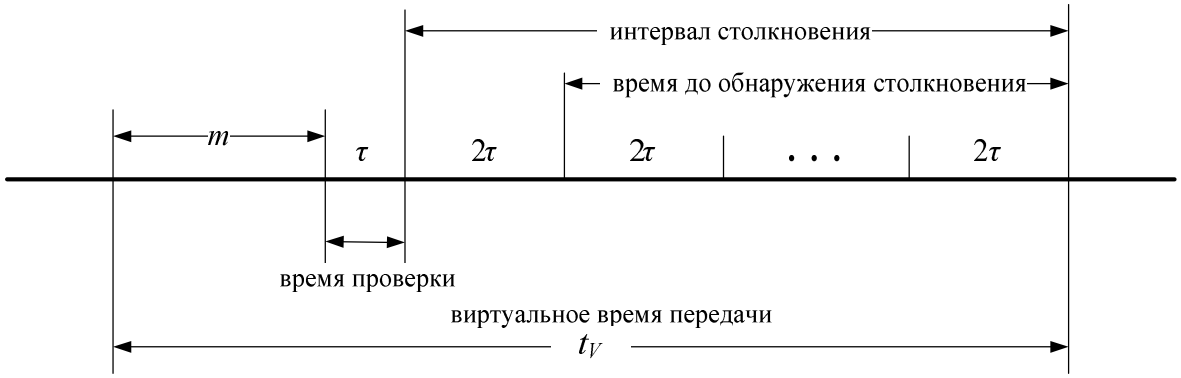


Рис. 4. Структура виртуального времени передачи

Время t_V включает время m, требуемое для передачи сообщения, время τ, требуемое для проверки завершения передачи, и время, кратное 2τ, для разрешения столкновений, если они обнаружены.

Когда станция A закончит передачу, потребуется время τ для достижения сигнала станции B на другом конце шины, после чего там можно будет убедиться в окончании передачи и начать новую передачу.

Это ведет к фактическому увеличению времени передачи m на величину τ и, соответственно, снижению производительности сети.

Пусть возникло столкновение между сигналами, передаваемыми станциями A и B. В худшем случае для обнаружения столкновения на станциях А и В потребуется время 2τ, после чего передача будет немедленно (в идеальном случае) выключена.

Если произошло столкновение, предположим, что для его разрешения потребуется $2\tau J$ единиц времени. Тогда виртуальное время передачи будет равно:

$$t_V = m + \tau + 2\tau \mathrm{I} = m\left[1 + a\left(1 + 2J\right)\right],$$

$$a = \frac{\tau}{m}. \qquad (1)$$

Величина J зависит от стратегии повторной передачи. Опыт исследований производительности сети Ethernet (методом моделирования) позволяет при аналитическом исследовании использовать достаточно простую модель повторной передачи – допустить, что интервал столкновения описывается геометрическим распределением единиц 2τ с параметром v.

В частности, интервал равен одной единице с вероятностью v, двум единицам с вероятностью $v(1 - v)$, трем единицам с вероятностью $(1 - v)^2$ и т.д. Таким образом, v является вероятностью успеха в конце интервала, а$(1 - v)$ вероятностью столкновения. В рамках этой модели среднее число повторных передач $J = 1/v$, а именно

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} k\nu\left(1-\nu\right)^{k-1} = \frac{1}{\nu}. \qquad (2)$$

Пусть в шине количество работающих станций – n, а вероятность того, что передает точно одна станция и эта передача успешна, равна

$$\nu = np\left(1-p\right)^{n-1}. \qquad (3)$$

Величина $p = 1/n$ минимизирует величину v и таким образом дает наибольшие шансы на успех.

При этих условиях и $n \geq 1$

$$\nu_{\max} = \left(1-\frac{1}{n}\right)^{n-1} \to e^{-1}, \quad n \to \infty. \qquad (4)$$

Таким образом, величина v, которую надо подставить в (4), равна e^{-1} и равенство (1) принимает вид

$$t_V = m\left[1 + a\left(1 + 2e\right)\right],$$

$$a = \frac{\tau}{m}. \qquad (5)$$

Максимальная производительность $\lambda_{\max}$ в числе сообщений за единицу времени равна

$$\lambda_{\max} = \frac{1}{t_v}. \qquad (6)$$

Она представляет собой максимальное число сообщений за единицу времени, которые могут передаваться последовательно одно за другим по общему каналу (шине). Обозначим через средне λ среднее число переданных сообщений от всех пользователей и, нормируя его относительно пропускной способности $1/m$ (в сообщениях за единицу времени), получим выражение для оценки относительной нагрузки ρ:

$$\rho \equiv \lambda m < \frac{1}{1 + a\left(1 + 2e\right)} = \frac{1}{1 + 6,44a},$$

$$a \equiv \frac{\tau}{m}. \qquad (7)$$

Пусть в качестве примера a = 0,1. Это значит, что длительность сообщения в 10 раз больше, чем время распространения сигнала из одного конца в другой. Для этого значения a имеем $\rho > 0,6$, что превышает возможности других протоколов типа ALOHA.

При размере локальной сети 10 км, соответствующей задержке $\tau = 90$ мкс реализуемая скорость передачи 400-разрядных кадров составляет величину более 400 кбит/сек, что вполне приемлемо для передачи в тактическом звене достаточно объемных сообщений.

Таким образом, на основе проведенного анализа можно полагать, что уже в настоящее время сложились условия для дальнейшего эволюционного развития систем АСУ и связи в тактическом звене, состоящем в применении различных вариантов технологии DDS для информационного взаимодействия в ходе управления.

Литература

1. *Соснин П.И.* Архитектурное проектирование автоматизированных систем : учеб. пособие / П.И. Соснин. – Ульяновск : УлГТУ, 2008. – 147 с.

2. DoD Architecture Framework and Software Architecture Workshop Report. – March 2003. – (http://www.ichnet.org/DODAF%20SEI%20report.pdf).

3. [HLA] DMSO. High-Level Architecture. US DoD Defense Modeling and Simulation Office. – (https://www.dmso.mil/public/transition/hla/).

4 *Rajive Joshi* Ph.D. Data-Oriented Architecture: A Loosely-Coupled Real-Time SQA. – August 2007.

5. *Lam S.S.* A Carrier Sense Multiple Access Protocol for Local Networks / S.S. Lam // Computer Networks. – Jan. 1980. – V. 4, № 1. – Pp. 21–32.

Статья поступила в редакцию 5 ноября 2013 года

УДК 338.45

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ КОМПАНИИ В УСЛОВИЯХ КОНКУРЕНТНОЙ СРЕДЫ

В.Ю. Падалкин, д.э.н, профессор, заслуженный экономист Российской Федерации, главный бухгалтер, e-mail: padalkin@sozvezdie.su
Е.И. Воронцова, аспирант, начальник отдела, e-mail: voroncova1032@sozvezdie.su
ОАО «Концерн «Созвездие»

Рассматриваются факторы конкурентоспособности предприятий ОПК. Основной акцент сделан на использование механизма бенчмаркинга для определения уровня развития интегрированной структуры. В качестве объекта выбрано ОАО «Концерн «Созвездие». Предложенный анализ можно рекомендовать для разработки стратегии дальнейшего развития предприятий ОПК.

Ключевые слова: *конкурентная среда, бенчмаркинг, интегрированная структура, факторы конкурентоспособности.*

ANALYSIS OF THE COMPANY PERFORMANCE ON THE COMPETITIVE MARKET

V.Yu. Padalkin, Dr.Sc.(Econ.), professor, Honoured Economist of the Russian Federation, chief accountant, e-mail: padalkin@sozvezdie.su
E.I. **Vorontsova,** postgraduate, head of the bureau, e-mail: voroncova1032@sozvezdie.su
JSC «Sozvezdie» Concern»

Competitiveness factors of defense industrial facilities are discussed. The main emphasis is on the use of benchmarking mechanism to determine the level of development of the integrated structure. JSC «Sozvezdie» Concern» was selected as an object. The proposed analysis may be recommended for strategy planning of further development of defense industrial facilities.

Keywords: *competitive environment, benchmarking, integrated structure, factors of competitiveness.*

Процесс реформирования отечественного оборонно-промышленного комплекса длится не первый год. В ходе реформы образовались и заняли ведущие позиции крупные компании холдингового типа, такие как ОАО «Концерн «Созвездие», которые, используя принципы рыночной экономики и правовые механизмы управления пакетами акций дочерних и зависимых обществ, обеспечивают синергетический эффект от взаимодействия их потенциалов.

Для повышения эффективности работы возникает необходимость сравнения показателей деятельности российских компаний и их зарубежных аналогов и определения факторов конкурентоспособности экспертным путем.

Бенчмаркинг (от англ. benchmark – начало отсчета, зарубка) – это механизм сравнительного анализа показателей эффективности работы одной компании с показателями других, как правило более успешных, компаний.

Специалистами ОАО «ЭКОС» была построена опытная модель условной эталонной компании, основанная на анализе зарубежных компаний – лидеров мирового рынка вооружений (Boeing, EADS, Lockheed Martin, Northrop Grumman Corporation, Raytheon, Thales, General Dynamics, Harris Corporation).

В настоящем исследовании проводилось сравнение показателей ОАО «Концерн «Созвездие» с показателями российских компаний: ОАО «Вертолеты России», ОАО «Научно-производственная корпорация «Уралвагонозавод» имени Ф.Э. Дзержинского», ОАО «Концерн ПВО «Алмаз-Антей», ОАО «Объединенная авиастроительная корпорация», ОАО «Объединенная судостроительная корпорация».

В качестве сравниваемых показателей были выбраны следующие показатели ОАО «Концерн «Созвездие» (по состоянию на 31.12.2011 г.):

– рентабельность продаж по чистой прибыли (К1), %;

– рентабельность затрат на оплату труда по чистой прибыли (К2), %;

– рентабельность собственного капитала по чистой прибыли (К3), %;

– выработка на одного работающего (К4), тыс. долл./чел.;

– выработка на одного работающего по чистой прибыли (К5), тыс. долл./чел.;

– фондоотдача (К6), долл.;

– фондовооруженность (К7), тыс.долл./чел.;

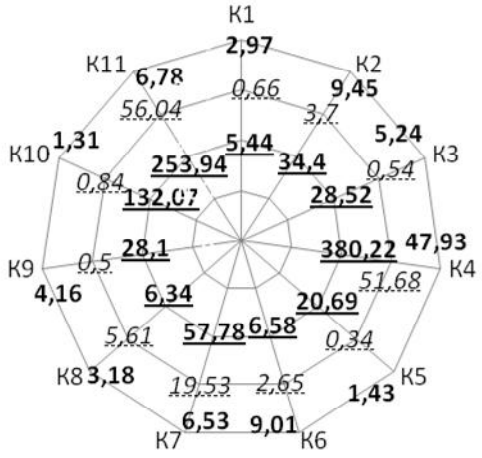
– зарплатоотдача (К8), долл.;

– доля нематериальных активов в стоимости активов (К9), %;

– научная (нематериальная) вооруженность труда (К10), тыс. долл./чел.;

– отношение долгосрочных обязательств к собственному капиталу (К11), %.

Итоги проведенного анализа представлены на лепестковой диаграмме с линейным масштабом отображения значений показателей.



Надо отметить, что большинство показателей ОАО «Концерн «Созвездие» сопоставимы, а то и гораздо выше показателей *российского эталона*, но ниже показателей *зарубежного эталона*. Можно сказать, что, занимая свою нишу на российском рынке, компания достигла лучшей динамики, чем отечественные предприятия ОПК, показатели которых приводятся в настоящей статье.

Рентабельность продаж по чистой прибыли ОАО «Концерн «Созвездие» превышает рентабельность продаж *российского эталона*, что свидетельствует о целенаправленной работе по увеличению объема производства.

Рентабельность затрат на оплату труда по чистой прибыли ОАО «Концерн «Созвездие» в три раза превышает показатели *российского эталона*. При этом выработка на одного работающего по чистой прибыли выше в 4,2 раза. Таким образом, в ОАО «Концерн «Созвездие» финансовый результат, одинаковый с *российской эталонной компанией*, достигается привлечением меньшего количества трудовых ресурсов. Отставание по выработке (объему продаж) на одного работающего (в 7,9 раз – от «зарубежного эталона» и в 1,1 раза – от «российского эталона») и сопоставимый уровень зарплатоотдачи (3,18, 6,34 и 5,61 долл. соответственно) позволяет констатировать, что в ОАО «Концерн «Созвездие» для обеспечения одинакового с *зарубежным эталоном* объема продаж используется в 8 раз больше трудовых ресурсов. Относительно *российского эталона* показатели практически одинаковы. Наблюдается отставание от *зарубежного эталона* по рентабельности собственного капитала. Рентабельность собственного капитала характеризует эффективность использования активов и управления капиталом. При сопоставлении рентабельности собственного капитала по чистой прибыли можно заключить, что для достижения того же финансового результата ОАО «Концерн «Созвездие» привлекает в 5,4 раза больше собственного капитала по сравнению с *зарубежным эталоном* и в 9,7 раза меньше, чем *российский эталон*.

Показатель фондоотдачи характеризует выход продукции на 1 доллар по стоимости основных фондов. Фондоотдача ОАО «Концерн «Созвездие» сопоставима с зарубежными аналогами и в 3,4 раза превышает показатели *российского эталона*, что свидетельствует о более высокой производительности работы основных фондов.

Доля нематериальных активов в стоимости активов ОАО «Концерн «Созвездие» в 8,3 раза превышает *российский эталон*, но в 6,7 раза уступает иностранному. Научная вооруженность труда *зарубежного эталона* в 100,8 раза превышает показатели ОАО «Концерн «Созвездие», которые, в свою очередь, превышают показатели *российского эталона* в 1,6 раза.

Более глубокий анализ перечисленных показателей и мероприятия, разработанные на основе этого анализа, будут способствовать повышению эффективности производственных процессов, помогут повысить качество стратегического корпоративного менеджмента.

Литература

1. Бухгалтерский учет: Учебник / А.С. Бакаев [и др.] ; под ред. П.С. Безруких. – 5-е изд., перераб. и доп. – М.: Бухгалтерский учет, 2004. – 736 с.

2. Шеремет А.Д. Финансы предприятий : менеджмент и анализ. Учебное пособие / А.Д. Шеремет, А.Ф Ионова. – М.: ИНФРА-М, 2004.

3. *Падалкин В.Ю.* Глобальная экономика. Энциклопедия [Текст] / В.Ю. Падалкин ; под ред. И.М. Куликова. – М.: Финансы и статистика, 2011. – 920 с.

Статья поступила в редакцию 1 ноября 2013 года

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